



TECHNISCHE UNIVERSITÄT CHEMNITZ

Entwicklung, Modellierung und Verifikation
einer Dual-Feed-Antennenstruktur für
leistungsfähige, passive UHF-RFID-Sensoren
auf kritischen Oberflächen

von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Chemnitz

genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur

(Dr.-Ing.)

vorgelegt

von **Dipl.-Ing. (FH) Matthias Ludwig Flieger**

geboren am 04.01.1984 in Saarbrücken

eingereicht am 25. Januar 2013

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. rer. nat. Prof. hc. mult. Thomas Geßner
Technische Universität Chemnitz

Univ.-Prof. Dr. rer. nat. Helmut Seidel
Universität des Saarlandes

Tag der Verleihung: 10. September 2013

URL: <http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:bsz:ch1-qucosa-120227>

Bibliographische Beschreibung

Entwicklung, Modellierung und Verifikation einer Dual-Feed-Antennenstruktur für leistungsfähige, passive UHF-RFID-Sensoren auf kritischen Oberflächen

Flieger, Matthias Ludwig — 187 Seiten, 111 Abbildungen, 15 Tabellen, 72 Literaturstellen

Technische Universität Chemnitz
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Dissertation, 2013

Stichworte

UHF-RFID	kritische Oberflächen
On-Metal-Transponderdesign	Antennensimulation
Antennenmodellierung	Datenlogging
Sensor-Front-End	Passives Sensorkonzept
Energy-Harvesting	Ultra-Low-Power

Kurzreferat

Die Weiterentwicklung klassischer, elektronischer Identifikationstechnologien leistet einen wichtigen Beitrag zum technischen Fortschritt in Industrie, Logistik und Gesundheitswesen. Die vorliegende Dissertationsschrift beschreibt die Entwicklung eines Dual-Feed-Antennendesigns für passive UHF-RFID-Transponder auf kritischen Oberflächen. Die zu Grunde liegende Antennenstruktur besteht aus einem Microstrip-Patch unter Verwendung eines verlustarmen Substratmaterials. Dieser erfährt eine Optimierung hinsichtlich seiner Lesereichweite, insbesondere auf kritischen Oberflächen. Ein Zwei-Port-Konzept mit gekoppeltem Feed-Line-Anpassnetzwerk reduziert die Anzahl benötigter, diskreter Komponenten und ermöglicht eine kostengünstige Herstellung mittels klassischer Ätzverfahren. Verschiedene Ansätze zur Modellierung und zur analytischen Berechnung der Antennenparameter werden dargestellt. Des Weiteren erfolgt eine Verifikation der Antennenstruktur anhand eines Konzepts für einen passiven Energy-Harvesting-RFID-Transponder, der zur Temperaturüberwachung in den genannten Branchen eingesetzt werden kann. Dieses Konzept schließt ein effizientes Energiemanagement mittels eines Ultra-Low-Power-Mikrocontrollers sowie Ansätze zur Energiegewinnung und -speicherung mit ein und stellt die Wahl wichtiger Systemparameter und Bauelemente anhand anwendungsspezifischer Abschätzungen dar.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	10
1.1	Stand der Technik	11
1.1.1	Radio-Frequency Identification (RFID)	11
1.1.2	Mehrwert durch erweiterten Funktionsumfang: Smart RFID . .	14
1.1.3	Entwicklungsmethoden für anwendungsspezifische Antennen- designs	15
1.2	Motivation	17
2	Konzepte zur Kombination von RFID mit sensorischen Elementen	21
2.1	Aktive und passive RFID-Sensorkonzepte	21
2.2	Wireless Identification and Sensing Platform (WISP)	22
2.3	RFID Sensor Platform (Fraunhofer IPMS)	25
2.4	SL900A-Datenlogger-Interface von IDS Microchip	27
3	Energy-Harvesting aus dem RFID-Fernfeld	30
3.1	Konzepte zur Gleichrichtung elektromagnetischer Feldenergie	31
3.2	Evaluation einer Energy-Harvesting-Lösung	35
3.3	Ansätze zur Energiespeicherung	42
3.3.1	Mögliche Batteriekonzepte für Smart-RFID-Transponder . . .	42
3.3.2	Kondensatorkonzepte als Alternative zur Batteriepufferung . .	42
3.3.3	Vergleich der beschriebenen Technologien	43
4	Antennenkonzept für passive UHF-RFID-Sensor-Datenlogger auf kritischen Oberflächen	45
4.1	Design eines geeigneten Antennenkonzepts	46
4.1.1	Auswahl einer Antennenstruktur für hohe Lesereichweiten . . .	47
4.1.2	Auswahl der Systemkomponenten zur Evaluation des Anten- nendesigns	51
4.1.3	Dual-Feed-On-Metal-Antennenkonzept für kritische Untergründe	52
	Impedanzanpassung mittels diskreter Komponenten	54
	Evaluation eines Feed-Line-Anpassnetzwerks	56
	Optimierung hinsichtlich des Antennengewinns	57
	Verteilung des elektrischen Felds auf dem Antennenpatch . . .	58
	Antennenpolarisation im Fernfeld	61
	Optimierung des Simulationsmodells hinsichtlich Prototyping .	62

4.2	Modellierung und analytische Berechnung der Antennenparameter . . .	64
4.2.1	Transmission-Line-Modell	65
4.2.2	Cavity-Modell	68
4.2.3	Bestimmung der Eingangsimpedanz differenzieller Ports	78
4.2.4	Modellierung des Feed-Line-Anpassnetzwerks	81
4.2.5	Elektrisches Schaltungsmodell der Antennenstruktur	87
4.2.6	Strahlungsleistung und Antennenperformance	89
4.3	Verifikation der Modellierung mittels Simulation	92
4.3.1	Resonanzfrequenz und Eingangsimpedanz	92
4.3.2	Directivity, Antennengewinn und Lesereichweite	100
4.3.3	Verifikation der Verlustmechanismen	102
5	Verifikation des Systemkonzepts	106
5.1	Evaluation der Komponenten zur Energiespeicherung	106
5.2	Energiemanagement mittels Mikrocontroller	114
5.3	Prototypische Realisierung	122
5.4	Messungen	123
5.5	Kostenkalkulation und voraussichtliche Preisentwicklung	136
6	Zusammenfassung und Ausblick	138
Anhang		141
A.1	Einflüsse dielektrischer Substratparameter auf den Antennengewinn .	141
A.2	Anpassung der Antennenstruktur an verschiedene Substratmaterialien	145
A.3	Messtechnische Verifikation der aufgebauten Transponder	154
A.4	Einflüsse durch umgebende Materialien im Nahfeld	158
A.5	Zwei-Antennen-Lösung für passiven Datenlogger-Transponder	164
A.6	Übersicht der Technologien wiederaufladbarer Batterien	171
Literaturverzeichnis		173
Abbildungsverzeichnis		179
Tabellenverzeichnis		183
Versicherung		184
Thesen		185
Lebenslauf		187

Abkürzungsverzeichnis

2D	zweidimensional
3D	dreidimensional
ADS	Agilent Advanced Design System
AN	Application Note
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
ASK	Amplitude Shift Keying
BMBF	Bundesministerium für Bildung und Forschung
BSPW	beispielsweise
CA	circa
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CST	Computer Simulation Technology
D.H.	das heißt
DC	Direct Current
E-FELD	elektrisches Feld
EDLC	Electrochemical Double Layer Capacitors
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power
ENGL.	englisch
EPC	Electronic Product Code
ERP	Effective Radiated Power
ESR	Equivalent Series Resistance
ETSI	European Telecommunications Standards Institute

EVB	Evaluationsboard
GEN	Generation
GGF	gegebenenfalls
GSM	Global System for Mobile Communications
H-FELD	magnetisches Feld
HF	Hochfrequenz
HTW	Hochschule für Technik und Wirtschaft des Saarlandes
I.D.R.	in der Regel
IC	Integrated Circuit
ID	Identifikationsnummer
IDS	IDS Microchip
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IIC	Inter-Integrated Circuit
INKL	inklusive
IPC	Industrial Printed Circuits
IPMS	Fraunhofer Institut für Photonische Mikrosysteme
ISM	Industrial, Scientific and Medical Band
ISO	International Organization for Standardization
LI-ION	Lithium Ion
LI-POLY	Lithium Polymer
LPM	Low Power Mode
MEC	Micro-Energy Cell
NI-CD	Nickel Cadmium
NI-MH	Nickel Metal Hydride
NWA	Netzwerkanalysator

PC	Personal Computer
PCB	Printed Circuit Board
PDIP	Plastic Dual In-Line Package
RF	Radio Frequency, vgl. HF
RFID	Radio-Frequency Identification
RI-COMET ...	Research Institute for Communication and Information, Expertise and Technology Transfer
RTC	Real Time Clock
S2P	2-Port S-Parameter File
SBD	Schottky Barrier-Diode
SFE.....	Sensor Front-End
SMA	Sub-Miniature-A
SPI	Serial Peripheral Interface
TM	transversal elektrisch
TSSOP	Plastic Small-Outline Thin Package
UHF	Ultra-High Frequency
ULP	Ultra-Low Power
USI	Universal Serial Interface
VDE	Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik
VGL.....	vergleiche
WISP	Wireless Identification and Sensing Platform
z.B.....	zum Beispiel

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen einer kooperativen Promotion zwischen der Technischen Universität Chemnitz und der Hochschule für Technik und Wirtschaft des Saarlandes (HTW) in Saarbrücken. Während meinen promotionsbezogenen Forschungstätigkeiten war ich innerhalb zweier Forschungsprojekte an der HTW als Wissenschaftlicher Mitarbeiter beschäftigt. Beide Projekte waren dem Labor für Hochfrequenztechnik unter der Leitung von Herrn Prof. Dr.-Ing. Martin Buchholz unterstellt. Das erste Forschungsprojekt, welches ich im Zeitraum 2008-2011 bearbeitete, beschäftigte sich mit der Entwicklung von RFID-Transpondern hoher Reichweite für kritische Oberflächen [FVB11]. Im Anschluss an dieses Projekt bearbeitete ich ein Kooperationsprojekt mit einem mittelständischen Unternehmen zur Etablierung der RFID-Technologie im Bereich der Pharmaindustrie [FB12]. Mein Promotionsthema entstand aus der Frage nach Mehrwert- und Zusatzfunktionen der RFID-Technologie für die speziellen Belange der Pharmabranche und des Gesundheitswesens.

Ich möchte mich bei allen Personen bedanken, die mich im Rahmen meiner Tätigkeiten unterstützt haben oder in irgendeiner Weise zum Gelingen meines Promotionsvorhabens beigetragen haben. Mein besonderer Dank richtet sich an Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. rer. nat. Prof. hc. mult. Thomas Geßner für die Betreuung meines Promotionsvorhabens. Herrn Univ.-Prof. Dr. rer. nat. Helmut Seidel danke ich für seine Bereitschaft, als Zweitgutachter tätig zu werden. Herrn Prof. Dr.-Ing. Martin Buchholz möchte ich für die fachliche Betreuung meines Forschungsthemas und die Ermöglichung einer Forschungstätigkeit an der HTW über zwei Drittmittelprojekte herzlich danken. Herr Buchholz stand mir bei allen Fragestellungen mit fachlichem und persönlichem Rat unterstützend zur Seite und hat mich durch seine Vorschläge und Ideen stets in höchstem Maße motiviert.

Ebenso gilt mein Dank allen Mitarbeitern und Studierenden des Labors für Hochfrequenztechnik an der HTW bzw. der Forschungsgruppe RI-ComET [RC] für die Unterstützung bei meinen Forschungstätigkeiten sowie die kollegiale Zusammenarbeit in den vergangenen Jahren. Besonders hervorheben möchte ich hierbei die folgenden Personen. Ich danke:

- Herrn M. Sc. Dipl.-Ing. (FH) Marko Mai für die freundschaftliche und zugleich kollegiale Zusammenarbeit sowie die Unterstützung bei fachlichen Fragestellungen, insbesondere im Bereich analytischer Berechnungen

- Herrn B. Eng. Christian Schmidt für die Hilfestellung bei fachlichen Fragen und die Unterstützung bei der Umsetzung des Systemkonzepts sowie beim Prototyping (Layout, Bestückung)
- Herrn B. Eng. Alexander Brademann für die Unterstützung bei Messungen und Prototyping, der Realisierung der Mikrocontroller-Programmierung und des Layouts für Mikrocontroller und Tochter-PCBs
- Herrn Dipl.-Ing. Joachim Hauck für die Hilfe bei der Herstellung der PCBs, insbesondere auf HF-Trägermaterialien
- Herrn B. Eng. Hendrik Schwind für die Bestückung der integrierten Schaltkreise auf den PCBs
- Herrn B. Eng. Thorsten Detzen für die Bereitstellung von MATLAB[®]-Quellcode [Inc] zur Anpassung der messtechnischen Auswertungen

Außerdem möchte ich allen Kontaktpersonen bei den Herstellern der evaluierten Systemkomponenten danken, die mich bei Fragestellungen rund um die Themen Energy-Harvesting, Energiespeicherung und RFID-Sensor-Interface tatkräftig unterstützt haben.

Abschließend gilt mein besonderer Dank meiner Familie, meiner Lebenspartnerin sowie allen Freunden und Bekannten, die mich in den vergangenen Jahren stets seelisch und moralisch unterstützt haben und somit wesentlich zum Gelingen der vorliegenden Arbeit beigetragen haben.

St. Ingbert, im Januar 2013

Matthias Ludwig Flieger

1 Einleitung

Die Realisierung der Kennzeichnung von Objekten durch Identifikationstechnologien hat sich in den vergangenen Jahrzehnten stark gewandelt. Bewährte Kennzeichnungsmethoden durch Klartext und Barcodes wurden in vielen Industriezweigen mittlerweile durch elektronische Verfahren abgelöst. Dabei sind die Einsatzbereiche einer elektronischen Identifikationstechnologie vielseitig. Technologien der Radio-Frequency Identification (RFID) gewinnen dabei in vielen Geschäftszweigen an Bedeutung. Klassische Applikationen sind bspw. die Diebstahlsicherung innerhalb von Warenhäusern, die Überwachung von Produktionsprozessen oder die Nachverfolgung von Waren in der Logistik und im Transportwesen. Weitere Zielanwendungen stellen z.B. die Qualitätssicherung im pharmazeutischen Umfeld oder die Überwachung kritischer medizinischer Parameter im Gesundheitswesen dar. Letztere erfährt insbesondere im Zusammenhang mit der häuslichen Pflege von Patienten (*Ambient Assited Living*) ein steigendes Interesse. Die Evolution einzelner Technologien im RFID-Sektor stellt dabei einen fortwährenden Prozess dar. Für Applikationen, bei denen anfänglich überwiegend niederfrequente Systeme, basierend auf induktiver Nahfeldkopplung, zum Einsatz kamen, finden sich heutzutage zunehmend UHF-Systeme. Dies ist zum einen in der weltweiten Harmonisierung der entsprechenden Standards begründet, zum anderen Folge einer steigenden Nachfrage an höherwertigen Funktionalitäten, die durch einfache Nahbereichs-RFID-Systeme nicht abbildbar sind. Insbesondere zur Qualitätssicherung ist die Implementierung geeigneter Sicherheitsmechanismen, die sich bereits in den Standards etabliert haben, unabdingbar. Zudem kann ein steigendes Interesse an Mehrwert- und Zusatzfunktionen der RFID-Technologie verzeichnet werden. Der Begriff *Smart RFID* erscheint in diesem Zusammenhang in Presse und Fachliteratur häufig als geflügeltes Wort, wenn auch die Bezeichnung vielmehr für ein breites Spektrum zukunftssträchtiger Technologien steht, die sukzessive miteinander verknüpft werden müssen. Anwendungen für Smart-RFID-Lösungen finden sich in einer Vielzahl von Industriezweigen, insbesondere dort, wo abgesehen von einer Objektidentifikation weitere Kenngrößen wie Zustand bzw. Position des Identifikationsobjekts oder Umgebungsbedingungen erfasst werden müssen. Typische Einsatzfelder sind hierbei Produktion, Qualitätssicherung und Logistik. Für weitere Branchen wie z.B. die Pharmaindustrie und das Gesundheitswesen ergeben sich zusätzliche Herausforderungen. Diese sind bspw. eine durchgängige Temperaturüberwachung der Kühlkette empfindlicher Substanzen und Blutkonserven oder eine permanente Kontrolle der Umgebungsbedingungen bei der Lagerung von Medikamenten.

Die Weiterentwicklung von Smart-RFID-Lösungen erfordert das parallele Vorantreiben verschiedener Technologien sowie die Bereitstellung geeigneter Schnittstellen. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird diesen Erfordernissen Rechnung getragen, indem ein flexibel einsetzbares Antennendesign entwickelt wird. Dieses eignet sich für Transponder auf kritischen Oberflächen und beinhaltet ein Konzept zur Bereitstellung energieautarker Datenlogger-Transponder für die vorausgehend genannten Anwendungsbereiche. Die Entwicklung leistet somit einen Beitrag zum technischen Fortschritt der klassischen RFID-Technologie, indem sie Transponder mit erweitertem Funktionsumfang bereitstellt, mit deren Hilfe ein Großteil der beschriebenen Anwendungen zukünftig realisiert werden kann.

1.1 Stand der Technik

1.1.1 Radio-Frequency Identification (RFID)

Der Sammelbegriff RFID bezeichnet verschiedene Technologien, die allesamt der elektronischen Identifikation von Gütern, Waren, Personen oder sonstigen Objekten dienen. Ein RFID-System besteht grundsätzlich aus zwei Komponenten: der RFID-Schreib-Leseinheit, kurz *RFID-Reader* genannt, der als zentrale Einheit die Anbindung an die Systeminfrastruktur bereitstellt, sowie einer beliebigen Anzahl von RFID-Transpondern, kurz als *RFID-Tags* bezeichnet, welche am zu identifizierenden Objekt angebracht werden und definierte Identifikationsdaten enthalten. Hierbei muss zwischen unterschiedlichen technologischen Ansätzen unterschieden werden. Grundsätzlich untergliedert sich RFID in aktive und passive Technologien. Aktive Technologien besitzen eine eigene Energieversorgung (i.d.R. Batterie) und sind somit in der Lage, autark Sendesignale zu generieren und an einen RFID-Reader zu übermitteln. Passive Technologien hingegen besitzen keine eigene Energieversorgung. Sie werden durch die elektromagnetische Energie des RFID-Readers im Nah- bzw. Fernfeld versorgt und übermitteln auf Anfrage ihre Identifikationsdaten. In Abhängigkeit der Nutzfrequenzbänder wird zwischen LF-, HF-, und UHF-RFID unterschieden. LF-RFID arbeitet im Frequenzband um 125kHz und wird z.B. zur Kennzeichnung von Nutz- und Haustieren sowie zur Zutrittskontrolle eingesetzt. HF-RFID arbeitet bei $13,56\text{MHz}$ und stellt die Basistechnologie für den überwiegenden Teil der klassischen Warenidentifikation in Kaufhäusern dar. Diese beiden Technologien basieren auf dem Prinzip der induktiven Nahfeldkopplung. Die Kommunikation mit der RFID-Infrastruktur erfolgt dabei über eine sogenannte *Lastmodulation* zwischen einer Induktivität am Reader und einer weiteren am Tag [Dob08].

Die UHF-Technologie wird im Frequenzbereich $860 - 960\text{MHz}$ betrieben. In Abhängigkeit der Region existieren jedoch verschiedene Nutzfrequenzbänder. In Europa wird der Frequenzbereich $865 - 868\text{MHz}$ [Ins] verwendet. Im Gegensatz zu LF- und HF-Technologien handelt es sich bei UHF-RFID nicht um eine induktive Kopplung,

sondern um eine Funkübertragung. Aufgrund der typischerweise höheren Lesereichweite wird die UHF-Technologie auch als Fernbereichs- oder Fernfeld-RFID (engl. Long-Range RFID) bezeichnet. Für den Mikrowellenbereich um $2,4\text{GHz}$ existieren weitere RFID-Lösungen, die aufgrund der vergleichsweise ungünstigen Ausbreitungsbedingungen und der damit verbundenen höheren notwendigen Sendeleistung überwiegend aktiv sind. Die aktiven Technologien stützen sich auf eine Vielzahl proprietärer, technologischer Ansätze, auf die im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter eingegangen wird. Abbildung 1.1 [Dob08] stellt die typischen RFID-Nutzfrequenzbänder unter Nennung ihres Funktionsprinzips dar.

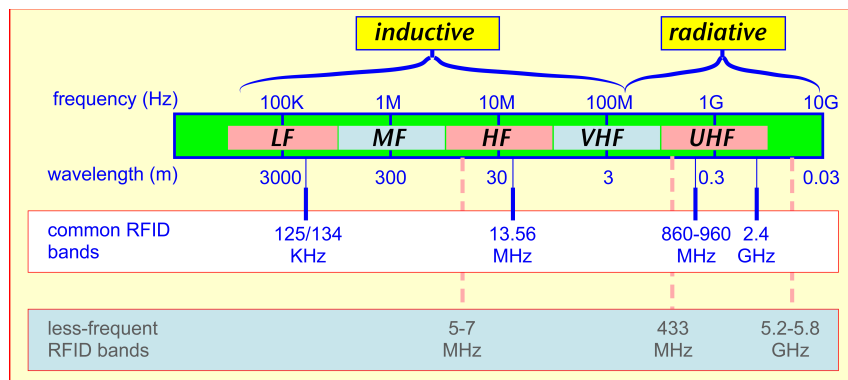


Abbildung 1.1: RFID-Nutzfrequenzbänder, unterteilt in induktive und Funktechnologien [Dob08]

Die vorliegende Ausarbeitung fokussiert sich auf die UHF-Technologie im europäischen Nutzfrequenzband um 868MHz . Die Gründe hierfür liegen zum einen im hochfrequenztechnischen Ansatz des Antennendesigns, da zur Funkübertragung in diesem Frequenzbereich innovative und leistungsfähige Patchantennen verwendet werden können. Zum anderen bietet UHF-RFID aufgrund seines hohen Standardisierungsgrads mittlerweile eine breite Plattform zur herstellerübergreifenden Implementierung umfangreicher Lösungen für viele Anwendungsbereiche. Die technologischen Grundlagen für passive UHF-RFID-Systeme sind innerhalb des Standards *18006C* der International Organization for Standardization (ISO) [fSIEC], dem europäischen Standard *EN 302 208* des European Telecommunications Standards Institute (ETSI) [Ins] sowie dem Electronic-Product-Code-Standard Class-1 Generation-2 (EPC Class-1 Gen-2) der EPC Global [Glo08] definiert. Die EPC Global in ihrer Funktion als überwachende Institution klassifiziert RFID-Systeme grundsätzlich nach aktiver, passiver und semi-passiver Funktionsweise. Class-1 bezeichnet demnach passive Tags mit reinen Identifikationsaufgaben, Class-2 passive Tags mit zusätzlichem Funktionsumfang, Class-3 semi-passive Tags (mit Batteriepufferung) und Class-4 aktive Tags

[Glo07]. Der EPC Class-1-Gen-2-Standard bildet die Grundlage für den Großteil der aktuell verfügbaren UHF-RFID-Tags. Bei der Erweiterung des Funktionsumfangs, z.B. durch Kopplung mit Sensorik zur Realisierung von Datenlogging, ist deshalb eine Protokollkompatibilität mit dem EPC-Class-1-Gen-2-Standard zu gewährleisten.

Die Funktionsweise von UHF-RFID basiert auf dem sogenannten *Backscattering-Prinzip* (Rückstreu-Verfahren). Dieser Ansatz erlaubt einen rein passiven Betrieb auch bei sehr geringen Leistungen am Tag und ermöglicht somit hohe Lesereichweiten. Dabei sendet der RFID-Reader zunächst ein unmoduliertes Trägersignal auf einer festen Frequenz, welches dem Tag als Energiequelle gilt. Nachdem die Elektronik des Tags ausreichend mit Energie versorgt wurde, kommuniziert der Tag mit dem Reader und ist in der Lage, seine Identifikationsnummer (ID) mitzuteilen. Dazu verstimmt der RFID-Chip seine Eingangsimpedanz derart, dass an der Transponderantenne durch zyklische Impedanzänderung eine starke Reflexion oder Absorption der elektromagnetischen Energie und in der Folge ein codiertes Funksignal erzeugt wird. Das rückgestrahlte Signal wird vom Reader wiederum empfangen und interpretiert. Bei der Modulation des Signals handelt es sich um eine Amplitudenmodulation, die aufgrund der digitalen Interpretation als *Amplitude Shift Keying (ASK)* bezeichnet wird. Über verschiedene Modulationscodes teilen sich Reader und Tag unterschiedliche Kommandos mit. Diese können bspw. der Übertragung der Identifikationsnummern, der Vermeidung von Kollisionen der Signale mehrerer Tags oder einer Bestandskontrolle aller Tags im Feld dienen. Abbildung 1.2 stellt die Kernkomponenten eines klassischen UHF-RFID-Systems und deren generelle Funktionsweise dar.

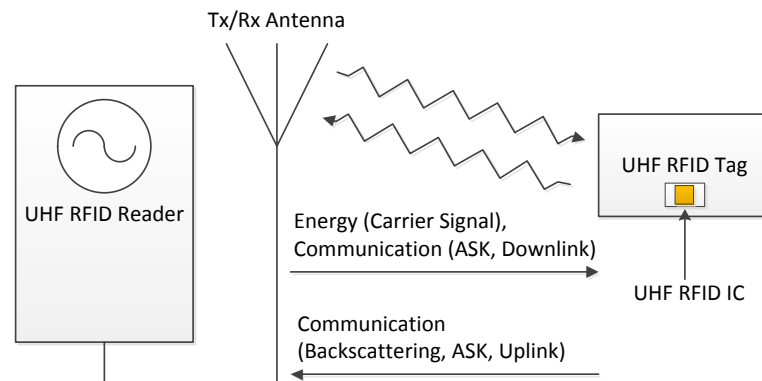


Abbildung 1.2: Darstellung und Funktionsweise eines UHF-RFID-Systems

1.1.2 Mehrwert durch erweiterten Funktionsumfang: Smart RFID

Die Betrachtung von RFID als Komplementärtechnologie zu bewährten Kennzeichnungsverfahren wie Barcode oder das Schreiben von Klartextinformation auf einen Informationsträger führt zu einer - wirtschaftlich betrachtet - ungleichen Gegenüberstellung. Im direkten Vergleich erweist sich RFID aufgrund der höheren Kosten, welche bei der Fertigung von ICs und Transpondern entstehen, als nicht konkurrenzfähig. Aus diesem Grund fokussieren sich RFID-Hersteller seit Einführung der Technologie auf die Bereitstellung von Mehrwertdiensten, welche durch klassische Kennzeichnungsverfahren nicht realisiert werden können. Einer dieser Mehrwerte stellt die mögliche Verschlüsselung der Identifikationsdaten dar, welche es erlaubt, die Integrität eines Informationsträgers elektronisch und unter der Verwendung hoher Sicherheitsstandards abzubilden. Durch die sogenannte *Unique ID* als eindeutige, werkseitige Kennzeichnung von RFID-Tags ist die Technologie fälschungssicher und kann z.B. als elektronische Hilfe im Kampf gegen Produktpiraterie eingesetzt werden. Das Wiederbeschreiben bzw. Umschreiben verwendeter Tags ermöglicht außerdem automatisierte Umkennzeichnungen, z.B. von Objekten innerhalb logistischer Prozesse. Weiterhin bieten die meisten heutzutage verfügbaren RFID-Tags die Möglichkeit, zusätzlich zur standardkonformen Tag-ID gezielt Benutzerinformationen in einem erweiterten Speicherbereich abzulegen. Die Größe dieses zusätzlichen Speichers obliegt den Chipherstellern, wobei in den vergangenen Jahren ein stetiger Anstieg zu verzeichnen war.

Die hier beschriebenen Mehrwerte der RFID-Technologie wurden weitestgehend bereits standardkonform umgesetzt. Darüber hinaus steigt das Verlangen nach einer Kombination von Identifikationstechnologien mit Maßnahmen zur Qualitätssicherung und zur Prozessüberwachung. Viele Nutzer der RFID-Technologie sehen die Zukunft in der Kopplung mit weiteren Elementen, wie z.B. Sensoren, durch die ein noch höheres Maß an Sicherheit bei gleichzeitiger Steigerung der Effizienz und Reduktion der Prozesskosten sowie der Prozessdauer erfolgen kann. Hier kommt der Begriff des Smart RFID zum Tragen, der keine speziellen technologischen Entwicklungen definiert, sondern vielmehr den Ansatz beschreibt, die bereits implementierten Funktionalitäten von RFID effektiv zu nutzen. Durch gezielte Weiterentwicklungen im Bereich des Speicher- und Energiemanagements, der Schnittstellen sowie hinsichtlich der Anbindung diverser Sensoren können so neue Marktzweige für die Technologie eröffnet werden. Smart RFID verknüpft dazu eine Vielzahl von Technologien, vom hochfrequenztechnischen Schaltungs- und Antennendesign über die Entwicklung und Fertigung verschiedenster Sensoren, der Implementierung von Energiespeicher- und Energiemanagementkonzepten bis hin zur kostengünstigen Fertigung des Gesamtsystems. Innovationen in diesem Anwendungsfeld erfordern einen weiten Blick über den Tellerrand bestehender Technologien hinaus, was sie als interdisziplinär und besonders interessant erscheinen lässt.

1.1.3 Entwicklungsmethoden für anwendungsspezifische Antennendesigns

Aufgrund der bereits implementierten umfangreichen Erweiterungen und des zu Grunde liegenden Long-Range-RFID-Prinzips eignet sich der EPC-Class-1-Gen-2-Standard insbesondere zur Weiterentwicklung von Smart-RFID-Lösungen. Da es sich bei der im UHF-Frequenzband arbeitenden Technologie um eine klassische Funkübertragung handelt, erfolgt der Datenaustausch über das elektromagnetische Fernfeld. Entscheidend für die Lesereichweite und somit die Performance des Transponders, welcher als limitierender Faktor i.d.R. die Performance des Gesamtsystems definiert, ist somit die Implementierung der kommunikationstechnischen Kernelemente. Diese bestehen im Fall eines UHF-RFID-Tags aus einer Antenne und einem integrierten Schaltkreis, der auch als *RFID-Chip* bezeichnet wird. Die Chips werden von einigen wenigen namhaften Herstellern in Millionen- bzw. Milliardenstückzahlen produziert. Sie sind universell einsetzbar, d.h. zunächst anwendungsunabhängig. Die Anpassung an die gewünschte Applikation erfolgt durch Wahl einer geeigneten Antenne. Diese ist wiederum abhängig vom gewünschten Einsatzbereich, welcher wichtige Parameter wie bspw. die maximalen geometrischen Dimensionen oder die Umgebungsbedingungen definiert.

Im Bereich der Antennentechnologie für UHF-RFID existieren zahlreiche Lösungen. Aufgrund des hohen Kostendrucks in vielen Industriezweigen wird die überwiegende Anzahl an Tags jedoch mit einfachen gedruckten oder gestanzten Antennenstrukturen ausgestattet, welche kostengünstig und in großen Stückzahlen gefertigt werden. Die Anpassung der Antennen für kritische Untergründe, spezielle Bauformen oder anwendungsspezifische Produktdesigns erfordern ein hohes Maß an Kenntnis der hochfrequenztechnischen Eigenschaften der gewählten Strukturen. Aufgrund der steigenden Komplexität der Anforderungen ist es oftmals nicht möglich, mittels analytischer Ansätze geeignete Antennenstrukturen für spezielle Applikationen zu untersuchen. Viele der existierenden Modelle basieren auf Idealisierungen sowie vereinfachten Annahmen und sind nicht in der Lage, z.B. Einflüsse durch umgebende Materialien oder veränderte Ausbreitungsbedingungen durch Nahfeldeffekte mit in die Entwicklung einzubeziehen. An dieser Stelle finden moderne Schaltungs- und Feldsimulatoren Verwendung, mit denen es möglich ist, elektrische und geometrische Modelle der Antennenstrukturen aufzubauen. Durch Parametrisierung der Strukturen und Materialeigenschaften sowie effiziente numerische Berechnungen können hochfrequenztechnische Probleme somit in relativ kurzer Zeit eingegrenzt und gelöst werden. Insbesondere zur Simulation der Einflüsse verschiedener geometrischer Änderungen sowie unterschiedlichster Materialparameter können solche Simulationswerkzeuge einen beträchtlichen Teil beitragen und den Entwicklungsprozess enorm beschleunigen.

Zur Evaluation der im Rahmen dieser Arbeit beschriebenen Entwicklung wurde hauptsächlich mit der 3D-Feldsimulationssoftware *Microwave Studio* des Herstellers Computer Simulation Technology (CST) [Tecb] gearbeitet. Hierbei handelt es sich um eines der weltweit führenden Entwicklungswerkzeuge, das speziell auf den Bereich der Hochfrequenztechnik abgestimmt ist. Microwave Studio ermöglicht den exakten Aufbau komplexer geometrischer Strukturen in der Simulationsumgebung. Durch Miteinbeziehen relevanter Materialparameter und Parametrisierung einzelner Größen werden so auf effiziente Weise Optimierungen einer Antennenstruktur, z.B. hinsichtlich Resonanzfrequenz, Anpassung und Abstrahlverhalten, ermöglicht.

Neben Microwave Studio wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit ergänzend mit dem Schaltungssimulator Agilent Advanced Design System (ADS) gearbeitet. Dieses, ebenfalls sehr umfangreiche und leistungsfähige Werkzeug, zielt ebenso auf den hochfrequenztechnischen Bereich ab, fokussiert sich allerdings im Gegensatz zu Microwave Studio auf die Schaltungsebene. Mit ADS können hochkomplexe elektronische Schaltungen strukturiert und modularisiert werden. Aufgrund der 2D-Solverprinzipien arbeitet ADS schneller als 3D-Simulationsverfahren. Anpassungen und Parametrisierungen sind auf Schaltungsebene durchführbar. Für den Entwicklungsprozess einer Antennenstruktur ist es mitunter sinnvoll, beide Simulationslösungen miteinander zu verknüpfen und sogenannte *Co-Simulationen* einzusetzen. Hierbei ist es möglich, Simulationsergebnisse wie z.B. S-Parameter aus einer Software mittels standardisierter Datenformate zu exportieren und diese in der jeweils anderen Simulationsumgebung zu verwenden. Diese Vorgehensweise beschleunigt den Entwicklungsprozess, da so jede Software den Teilbereich bedient, für den sie optimiert wurde.

Neben der simulationstechnischen Evaluation muss zur vollständigen Verifikation eines entwickelten Systems eine messtechnische Charakterisierung erfolgen. Dies ist deshalb wichtig, da sich aufgrund von Fertigungstoleranzen, abweichender Materialparameter oder parasitärer Eigenschaften verwendeter Bauelemente oftmals Abweichungen zwischen dem berechneten bzw. simulierten Modell und der realen Messung ergeben. Grundsätzlich können für verifizierende Messungen klassische Messgeräte wie Oszilloskope (Zeitbereich) und Netzwerk- bzw. Spektrumanalysatoren (Frequenzbereich) verwendet werden. Im speziellen Fall von UHF-RFID ist dies allerdings nur bedingt möglich, da aufgrund des Backscattering-Prinzips Sende- und Empfangspfad des RFID-Übertragungskanal nur schwer separiert werden können. Der Tag arbeitet nur dann, wenn der Reader genügend Energie für die aktiven Schaltkreise des RFID-Chips bereitstellt. Somit ist eine Entkopplung zur getrennten Charakterisierung von Up- und Downlink, wie bei klassischen Funktechnologien üblich, nicht möglich. An dieser Stelle kommt ein spezielles Messsystem zum Einsatz. Dabei handelt es sich um eine Lösung des finnischen Herstellers Voyantic, welche unter dem Namen *Tagformance* [Ltd09] vermarktet wird. Das Messsystem beinhaltet einen in der Frequenz breitbandig zwischen 800MHz und 1GHz abstimmbaren RFID-Reader, welcher einer gezielten Bestimmung der Eingangsempfindlichkeit des zu vermessenden Tags bei

einer beliebigen Frequenz innerhalb des unterstützten Frequenzbereichs dient. Der Messaufbau und die möglichen Darstellungsformen werden in Anhang A.3 beschrieben. Die Auswertung der Messdaten erfolgt grafisch anhand einer entsprechenden Auswertesoftware auf einem angeschlossenen PC.

1.2 Motivation

Der Einsatz rein passiver Sensorkonzepte in Verbindung mit RFID bietet vielen Branchen einen Mehrwert an möglichen Applikationen. So kann die Technologie bspw. zur Überwachung von Tief- oder Hochtemperatureszenarien eingesetzt werden, in denen ein batteriegestützter Betrieb oftmals aufgrund der Umgebungsbedingungen nicht möglich ist. Weiterhin bedingen einige Applikationen, z.B. die Kontrolle von Temperaturprofilen verschiedener Medikamentenchargen in der Pharmaindustrie, einen immensen Wartungsaufwand, wenn diese manuell durchgeführt werden müssen. Für Logistik und Transportwesen ergeben sich ebenfalls neue Anwendungen im Bereich der Qualitätssicherung und Überwachung empfindlicher sowie sicherheitsrelevanter Güter. Durch Kopplung energieautarker RFID-Datenlogger mit einer Vielzahl von möglichen Sensoren können anwendungsspezifische Daten mittels einer kostengünstig zu realisierenden RFID-Infrastruktur, basierend auf einem weltweit einheitlichen Standard, über genormte Schnittstellen an Middleware und übergeordnete Systeme weitergeleitet werden.

Eine konkrete Anwendung, die der beschriebenen Entwicklung als Fallbeispiel dient, ist die Qualitätssicherung von Medikamentenproben innerhalb der Pharmaindustrie. Die Idee zur Umsetzung entstand durch ein Forschungsprojekt mit einem im Pharmabereich tätigen Industriepartner [FB12]. Dabei können grundsätzlich zwei unterschiedliche Anwendungsszenarien betrachtet werden. Zum einen müssen Medikamentenproben, die innerhalb vorgegebener Klimabedingungen aufbewahrt werden, in definierten zeitlichen Abständen Tests der physikalischen, chemischen und biologischen Gegebenheiten unterzogen werden. Für die Zeit, in der sich eine Probe im Umlauf, d.h. in den Laboreinrichtungen des Testbetriebs, befindet, muss der an der Probe angebrachte Datenlogger weiterhin mit Energie versorgt werden, die vorher aus dem Feld der innerhalb der Klimateinrichtung installierten RFID-Infrastruktur gewonnen wurde. Die Anforderungen an die autarke Laufzeit des Transponders liegen hierbei im Bereich von Minuten bis wenigen Stunden. Ein weiteres Szenario stellt die Kühlkettenüberwachung der Proben dar. Hierbei soll eine möglichst lückenlose Kontrolle der Umgebungsbedingungen vom Hersteller über die beteiligten Transportunternehmen, zwischengeschalteten Zertifizierungs- und Testbetriebe bis hin zum Endkunden erfolgen. Unter der Voraussetzung, dass der gesamte Prozess mit einer einheitlichen RFID-Infrastruktur ausgestattet ist, kann die punktuell an den einzelnen Stationen zur Verfügung stehende RFID-Feldenergie mittels geeigneter Ansätze auf einem Da-

tenlogger gespeichert werden und zu periodischen Zeitpunkten eine Abfrage der Sensorik (hier üblich: Temperaturüberwachung) erfolgen. Dieses zweite Szenario erfordert eine nachhaltige Speicherung von Energie über einen Zeitraum von mehreren Stunden bis wenigen Tagen. Aufgrund des manuellen Starts des Logging-Vorgangs kann hier aber bspw. eine vorherige Aufladung des Energiespeichers erfolgen, was dem Transponder ein definiertes Energiebudget einräumt und die genaue Kalkulation der Systemlaufzeit anhand der Ladebedingungen und der verwendeten Energiespeicher ermöglicht.

Die beschriebenen Fallbeispiele können durch Anpassung des Energiemanagements an die jeweiligen Anforderungen auf zahlreiche Applikationen in den Bereichen Logistik, Transport- und Gesundheitswesen übertragen werden. Teil dieser Arbeit ist aus diesem Grund auch eine Abschätzung der hinsichtlich des Energiemanagements maßgebenden Parameter in Bezug auf die Auswahl geeigneter Komponenten.

Obwohl aktuell bereits vereinzelt passive und semi-passive RFID-Sensorkonzepte am Markt verfügbar sind, mangelt es dabei an umfassenden Energiesparkonzepten und der Möglichkeit, Sensordaten ohne Batteriepufferung für einen längeren Zeitraum aufzuzeichnen und abzuspeichern. Aus diesem Grund wird im Rahmen dieser Arbeit ein Konzept entwickelt, welches diesem Missstand gerecht wird. Durch das Beziehen von Energie aus dem Fernfeld des RFID-Readers und einer nachhaltigen Energiespeicherung kann ein absolut batterieloser Betrieb erreicht werden. Zur Umsetzung des Konzepts wird ein RFID-Datenlogger mit einem sogenannten *Energy-Harvester* gekoppelt, welcher die Energie des RFID-Felds gleichrichtet und in Form von Ladungsenergie auf einem Kondensator speichert. Das Applikationsdiagramm in Abbildung 1.3 stellt den schematischen Aufbau der angestrebten Lösung dar.

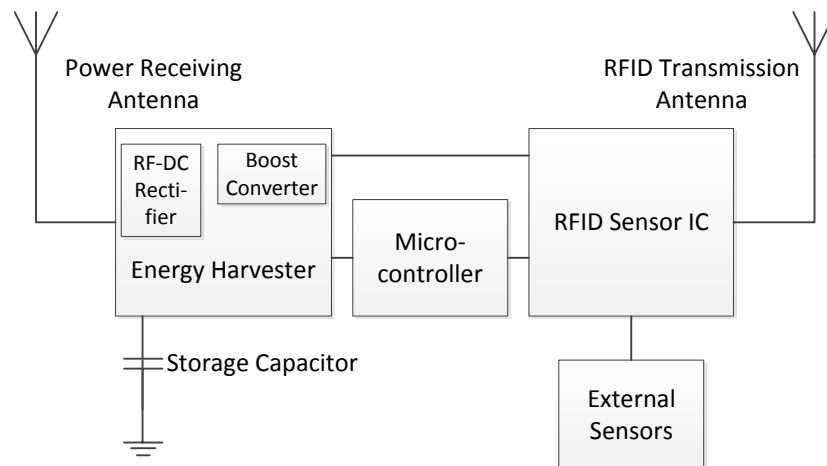


Abbildung 1.3: Applikationsschaltbild einer rein passiven RFID-Sensor-Lösung

Die über eine Empfangsantenne aufgenommene Leistung aus dem elektromagnetischen Feld des RFID-Readers wird dabei über eine Gleichrichterschaltung in DC-Energie umgewandelt und auf einem Kondensator mit sehr hoher Kapazität (Supercap) gespeichert. Sobald dieser aufgeladen ist, wird die Kondensatorspannung über einen DC-DC-Boostkonverter auf die zur Versorgung der aktiven Elektronik benötigte konstante Betriebsspannung angehoben und die gespeicherte Energie an die Verbraucher abgegeben. Die zur Verfügung stehende Energie kann von einem RFID-Sensorchip zur Versorgung des Logging-Betriebs genutzt werden. Ein zwischengeschalteter, extrem stromsparender Mikrocontroller sorgt dafür, dass der Sensorchip immer nur dann aktiv ist, wenn Sensordaten ausgelesen werden sollen. Bei Inaktivität wird dieser in einen stromsparenden *Sleep-Modus* versetzt.

Zur Umsetzung ähnlicher Konzepte existieren bereits verschiedene technologische Ansätze, die in den folgenden Kapiteln beschrieben werden. Auch wenn die grundsätzliche Idee, einen Sensor-Datenlogger autark mit Energie zu versorgen, nicht neuartig ist, so besitzen die vorhandenen Lösungen kein praktikables Energiemanagement, das lange Logging-Zyklen erlaubt. Des Weiteren mangelt es an geeigneten Analog-Front-Ends und Antennenstrukturen, welche die Ansprüche der Umgebungsbedingungen bei vielen kritischen Applikationen erfüllen. Bzgl. des Energiemanagements der entwickelten Lösung wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein schlüssiges Gesamtkonzept zur Versorgung eines Transponders für lange Logging-Zyklen dargestellt. Der Hauptfokus der Arbeit liegt auf der Entwicklung einer geeigneten Antennenstruktur für einen RFID-Sensortag, welcher auf nahezu allen denkbaren Untergründen eine praktikable Performance bietet. Dieser Aspekt stellt einen Schwachpunkt bisheriger Konzepte dar, da diese auf wenig komplexen, meist klassischen Antennentypen nach dem Dipol-Prinzip, aufbauen. Die Wahl dieses Antennentyps wird zwar einer einfachen und kostengünstigen Realisierung der Antenne gerecht, allerdings weisen solche Strukturen insbesondere auf kritischen Untergründen wie Metallen und Flüssigkeiten eine stark eingeschränkte Performance auf.

Die Realisierung einer vom Untergrund entkoppelten, leistungsfähigen Antennenstruktur ist wesentlich komplexer und verlangt nach hochfrequenztechnischer Expertise und einer umfangreichen Untersuchung geeigneter Trägermaterialien. Des Weiteren muss der Tatsache Rechnung getragen werden, dass im Fall eines RFID-Sensortags mehrere Komponenten bei der hochfrequenztechnischen Beschaltung der Antenne berücksichtigt werden müssen. Da im konkreten Anwendungsfall sowohl Energy-Harvesting-IC als auch RFID-Datenlogger eine Funkanbindung benötigen, stellt sich die Frage nach einem geeigneten Antennenkonzept. Wie in Anhang A.5 gezeigt, kann eine Lösung in der Integration zweier Antennen auf einem PCB bestehen. Da die beiden Komponenten allerdings im gleichen Nutzfrequenzband arbeiten, wäre mitunter eine gemeinsame Antennenstruktur mit mehreren Abgriffen zur Versorgung verschiedener Komponenten (Dual-Feed-Ansatz) sinnvoller. Alternativ wäre es auch möglich, das an einem einzigen Antennenport abgegriffene Signal mittels hochfre-

quenztechnischer Komponenten wie Power Splitter oder Zirkulatoren auf mehrere Ports aufzuteilen. Aufgrund der zusätzlichen Durchgangsdämpfungen der diskreten Komponenten sowie der hohen Kosten und des zusätzlichen Fertigungsaufwands erscheint diese Lösung allerdings als wenig praktikabel. Weiterhin müssten aufgrund der komponentenabhängigen, sehr unterschiedlichen Eingangsimpedanzen der Schaltkreise für eine optimale Anpassung komplexe Anpassnetzwerke realisiert werden, was die Komplexität des Gesamtsystems drastisch erhöhen und die Integrierbarkeit schmälern würde. Hierbei werden die Vorteile von Microstrip-Antennenstrukturen und gedruckten, leitungsbasierten Anpasselementen, deutlich. Aufgrund der sehr guten Entkopplung vom Untergrund und der nahezu uneingeschränkten On-Metal-Performance eignen sich diese Strukturen besonders für die angestrebte Entwicklung. Hinzu kommt, dass mittels geeigneter Wahl der Speisepunkte des Antennenpatches und gedruckten Anpassleitungen nach dem Feed-Line-Matching-Ansatz die zusätzliche Beschaltung durch diskrete Komponenten vermieden und somit eine sehr kostengünstige Herstellung und Integration realisiert werden kann.

Die vorliegende Arbeit stellt ein geeignetes Antennenkonzept dar, das den Anforderungen der beschriebenen Applikationen Rechnung trägt und sich durch einen sehr hohen Integrationsgrad und somit geringe Kosten für eine spätere Kommerzialisierung auszeichnet. Das Konzept ist zudem aufgrund der dargestellten simulationstechnischen Evaluationsprozesse sowie analytischen Modellierungsansätze flexibel an die Gegebenheiten verschiedener Schaltungskomponenten und Frequenzbereiche anpassbar. Es eignet sich zur Kombination mit weiteren Funktechnologien zur Realisierung zahlreicher Telemetrie-, Kommunikations- und Kontrollanwendungen in den unterschiedlichsten Industriezweigen.

2 Konzepte zur Kombination von RFID mit sensorischen Elementen

Die Kopplung unterschiedlicher Funktechnologien birgt eine Fülle technischer Herausforderungen. Bezogen auf RFID beschränken sich diese nicht ausschließlich auf die Frage nach möglichen Schnittstellen zwischen Identifikation und Sensorik, sondern enthalten vielmehr weitere Ansatzpunkte. So sollte ein Sensor idealerweise seine benötigte Energie aus dem elektromagnetischen Feld der Schreib-Leseinheit beziehen, da eine externe Energieversorgung infrastrukturell meist nicht realisierbar und eine Batteriepufferung aufgrund des erhöhten Wartungsbedarfs, der Kosten und des Platzbedarfs der Batteriezellen nicht erwünscht ist. Der allgemeine technische Trend nach Einsparung von Energie und Nutzung bereits vorhandener Energiequellen (Energy-Harvesting) hält dabei auch im Bereich der RFID-Technologie Einzug. Das folgende Kapitel beschreibt derzeit am Markt verfügbare Lösungen und geht dabei auf unterschiedliche Konzepte hinsichtlich der Kopplung von RFID mit Sensorik ein. Des Weiteren werden Ansätze aufgezeigt, die aus dem Schema der Standardlösungen herausfallen und durch gezielte technologische Weiterentwicklungen einen Mehrwert bieten.

2.1 Aktive und passive RFID-Sensorkonzepte

Die bisher gängige Praxis der am Markt befindlichen Sensor-RFID-Tags unterscheidet zwischen aktiven, semi-passiven und passiven RFID-Sensorkonzepten. Aktive Lösungen sind generell batteriegespeist. Es steht somit eine Energiequelle für Datenübertragung und Sensorik zur Verfügung. Mittlerweile sind verschiedene Tags mit Sensoren für z.B. Temperatur, Luftfeuchte oder Druck am Markt verfügbar. Aktive Sensortags zeichnen sich durch eine sehr hohe Lesereichweite bis zu etwa 100m aus, sind aber vergleichsweise teuer in der Herstellung. Außerdem sind diese Systeme technologisch oft proprietär, was sich negativ auf die Preisentwicklung bei der Installation notwendiger Infrastruktur auswirkt. Rein passive Lösungen hingegen arbeiten konform mit den ISO-Standards sowie den Richtlinien nach EPC Global. Somit können sie prinzipiell mit jeder standardkonformen RFID-Infrastruktur, die den gewünschten Frequenzbereich unterstützt, kommunizieren. Passive Tags sind verfügbar für die UHF-Frequenzbänder und das 2,4GHz-Mikrowellenband. Sie sind wartungsfrei und damit auch für umfassende logistische Applikationen, wie z.B. Tracking and Tracing, geeignet. Sie bieten integrierte Sensoren für bspw. Temperatur oder Luftfeuchte

und sind in der Lage, punktuell Messwerte aufzunehmen und diese an die RFID-Infrastruktur zu übertragen. Ihre Lesereichweite beträgt, wie bei UHF-RFID üblich, einige Meter. Passive Tags zeichnen sich durch einen erweiterten Temperaturbereich von etwa -60°C bis 250°C aus.

Neben aktiven und passiven RFID-Sensoren existiert eine dritte Variante, die als *semi-passiv* oder *Sensor-Datenlogger* bezeichnet wird. Hierbei wird zum Auslesen des Transponders eine passive RFID-Technologie genutzt. Im Gegensatz zum rein passiven Tag besitzt ein Sensor-Datenlogger die Fähigkeit, autark Sensorwerte über einen flexiblen Zeitraum abzufragen und zu speichern (Logging). Für die Zeit, in der sich der RFID-Tag nicht im Feld einer Schreib-Lese-Einheit befindet, wird der Logging-Prozess mittels einer integrierten Stützbatterie versorgt. Aufgrund der verwendeten Batterien sind semi-passive Tags wartungsintensiv und nur in einem eingeschränkten Temperaturbereich nutzbar. Ihre Konformität zu globalen Standards senkt allerdings die Investitionen in die Infrastruktur und macht diese Art von Sensortags damit durchaus interessant für eine Vielzahl von Applikationen.

Als Königsdisziplin für die Kopplung von RFID mit Sensorik erweist sich die Variante eines rein passiven RFID-Sensors, bei der sowohl der RFID-Chip als auch die angeschlossene Sensorik über das elektromagnetische Feld des Readers versorgt werden können. Diese Art von Tags ist derzeit am Markt kaum verfügbar. Die wenigen existierenden Lösungen bieten allesamt keine Möglichkeit, Energie des elektromagnetischen Felds über einen längeren Zeitraum zu puffern. In der Folge eignen sich diese Tags nur für das punktuelle Auslesen von Sensordaten oder sehr kurze Überwachungszyklen, z.B. zur Temperaturkontrolle innerhalb von Laboreinrichtungen. Um einen zeitlich ausgedehnten Logging-Betrieb unterstützen zu können, mangelt es bislang an geeigneten Ansätzen zur Energiepufferung und Energieeinsparung. Des Weiteren weisen Sensoren häufig einen vergleichsweise hohen Energieverbrauch auf. Zur Entwicklung eines rein passiven RFID-Sensortags müssen demnach intelligente Konzepte zum Ein- und Ausschalten der angeschlossenen Sensorik implementiert werden. Dies wiederum erfordert den Einsatz einer Steuerung, wie sie bspw. durch einen höchst energieeffizienten Mikrocontroller realisiert werden kann.

2.2 Wireless Identification and Sensing Platform (WISP)

Um die Vorteile aktiver und passiver Technologien miteinander zu koppeln, hat *Intel Research Seattle*, im Folgenden kurz Intel genannt, unter dem Namen *Wireless Identification and Sensing Platform (WISP)* eine programmierbare Identifikations- und Sensorplattform entwickelt, welche durch das elektromagnetische Fernfeld eines RFID-Readers mit Energie versorgt wird [SYP⁺08], [SYPS07], [YPP⁺08]. Im Unterschied zu den vorher beschriebenen, generellen Lösungen werden dazu keine vollintegrierten RFID-Schaltkreise verwendet. Vielmehr beschränkt sich Intel auf den Einsatz

eines sehr stromsparenden Mikrocontrollers, der sowohl die RFID-Kommunikation als auch die Ansteuerung und Auswertung der angeschlossenen Sensorik übernimmt. Abbildung 2.1 stellt die Architektur der WISP-Plattform dar, wobei die einzelnen Komponenten in logische Blöcke untergliedert sind.

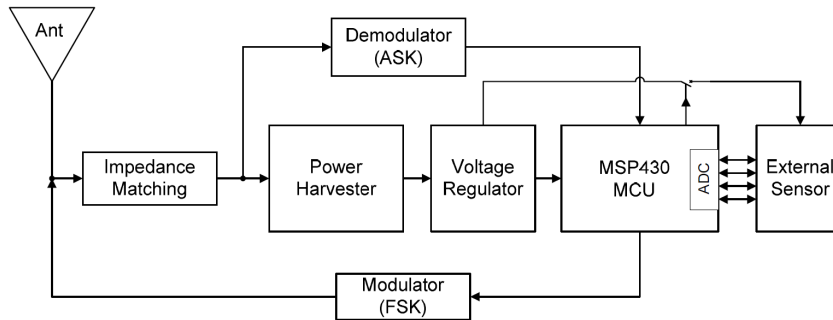


Abbildung 2.1: Blockdiagramm der WISP-Plattform, Intel Research Seattle [SYPS07]

Die Plattform besteht dabei grundsätzlich aus den drei Komponenten Power-Harvester, Mikrocontroller und Sensorik. Das über eine Dipolantenne empfangene Signal dient gleichermaßen der Stromversorgung und der RFID-Kommunikation. Dabei werden am Eingang ein fünfstufiger RF-Power-Harvester zur Energiegewinnung und ein zweistufiger „*Mini-Harvester*“ zur Aufbereitung und Demodulation des RFID-Signals verwendet. Für beide Schaltungsteile kommen Spannungsverdoppler-Schaltungen, bestehend aus RF-Schottky-Dioden, zum Einsatz. Die durch den Power-Harvester gewonnene DC-Energie wird einem Spannungsregler zugeführt und nachfolgend in einem Kondensator gespeichert. Die Hüllkurvendemodulation des ASK-modulierten RFID-Signals erfolgt über den Mini-Harvester. Aus dem resultierenden Signal wird mittels eines Schmitt-Trigger-Inverters und eines Pegelwandlers ein digitales Datensignal für den Mikrocontroller erzeugt. Bei Letzterem handelt es sich um einen *Ultra-Low-Power-Mikrocontroller* (kurz: ULP-Mikrocontroller) des Typs MSP430 von Texas Instruments [Ins11]. Abbildung 2.2 stellt den schaltungstechnischen Aufbau des Power-Harvesting- sowie des Demodulationsteils der WISP-Plattform dar.

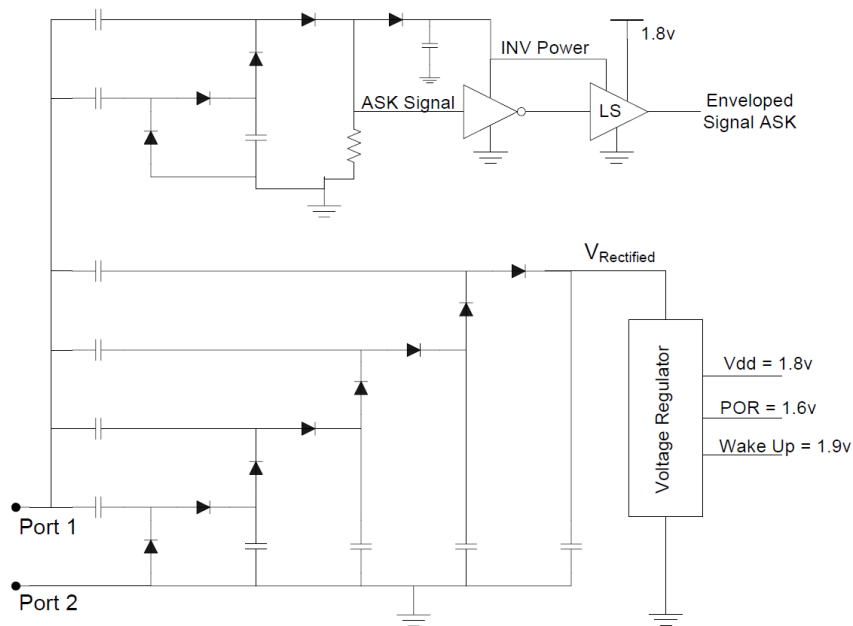


Abbildung 2.2: Schaltungstechnischer Aufbau der WISP-Plattform, Power-Harvester und Demodulator [SYPS07]

Die Anpassung der Eingangsimpedanz des Power-Harvesters an die Antennenimpedanz erfolgt mittels diskreter Komponenten. Die Plattform lässt sich nach Angaben der Entwickler mittels verschiedener Sensoren ausstatten. In der Grundausstattung verfügt sie über einen Temperatursensor und einen Sensor zur Messung der DC-Versorgungsspannung. Diese sowie weitere schaltungstechnische Komponenten, wie Schmitt-Trigger, Spannungsregler und Pegelwandler, sind ebenfalls diskret aufgebaut. An dieser Stelle ist ersichtlich, dass das hier beschriebene Konzept aufgrund des geringen Integrationsgrades kaum für eine flexible, kostengünstige Lösung zur Integration in Verbindung mit verschiedenen Antennentypen geeignet ist. Der Aufbau - insbesondere des analogen Front-Ends - erfordert ein hohes Maß an hochfrequenztechnischem Know-how und hoch genaue Fertigungsmethoden sowie diskrete Komponenten mit hoher Güte, was die Lösung für den Massenmarkt weniger interessant erscheinen lässt. Abbildung 2.3 zeigt eine Fotografie des aufgebauten WISP-PCBs.

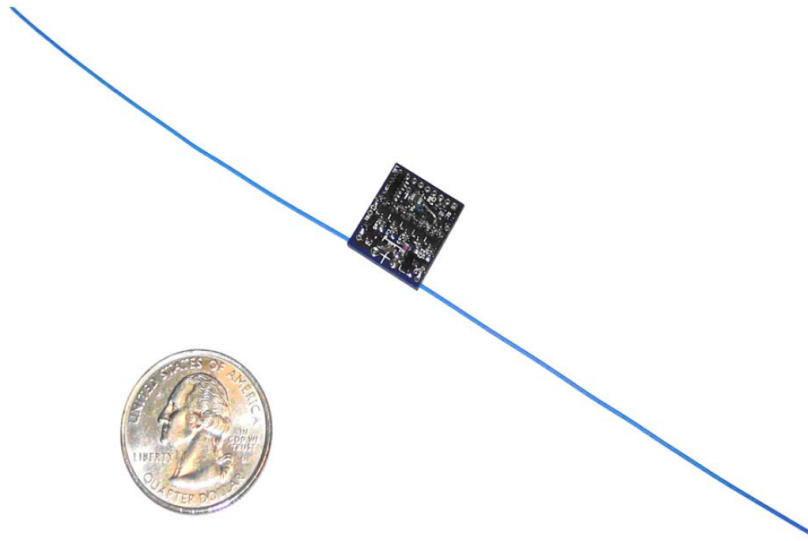


Abbildung 2.3: Fotografie der aufgebauten WISP-Plattform [SYP⁺08]

2.3 RFID Sensor Platform (Fraunhofer IPMS)

Innerhalb der *Innovationsinitiative Neue Länder* des Bundesministeriums für Bildung und Forschung (BMBF) wurde unter dem Namen *RFID Sensor Platform* [fPMa] ein weiteres Projekt zur technologischen Weiterentwicklung der RFID-Technologie in Verbindung mit Sensorik ins Leben gerufen. Dieses Projekt wurde maßgeblich vom Fraunhofer Institut für Photonische Mikrosysteme (IPMS) vorangetrieben und ist mittlerweile unter dem Namen *RFID-Transponder-Plattform* in das Institut eingliedert. Die Forschung innerhalb dieses Projekts beschäftigt sich mit der Entwicklung von Smart-RFID-Tags zur Kopplung von unterschiedlichen Sensoren mit standardkonformen UHF-RFID-Transpondern.

Das IPMS hat im Rahmen seiner Forschungsarbeiten mehrere Veröffentlichungen publiziert. Diese beschreiben die Entwicklung eines RFID-Sensorinterface, basierend auf einem konfigurierbaren, inkrementellen Sigma-Delta-Modulator (vgl. [GFH⁺08a], [GFH⁺08b], [GFH⁺08c]) sowie ein eigens entwickeltes RF-Front-End für UHF- und Mikrowellentransponder bei 900MHz respektive $2,45\text{GHz}$. Auf die detaillierte Implementierung des Digitalteils soll an dieser Stelle nicht weiter eingegangen werden. Es sei allerdings erwähnt, dass das vom IPMS realisierte, vierkanalige Sensorinterface für jeden Kanal einen eigenen, konfigurierbaren Sigma-Delta-Modulator aufweist, um analoge Sensordaten digital zu wandeln und intern weiterzuverarbeiten. Der Dynamikbereich ist in Abhängigkeit der Anforderungen der angeschlossenen Sensorik sowie

der Zielapplikation anpassbar. Das Interface bietet somit die Möglichkeit, anwendungsabhängig eine jeweils verbrauchsoptimierte Betriebsart des Modulationsteils zur Verfügung zu stellen. Eine weitere Veröffentlichung des IPMS beschreibt die Entwicklung des RF-Front-Ends, welches an einen $0,35\mu\text{m}$ -RF-CMOS-Prozess angepasst wurde [FGB⁺08]. Dieses arbeitet mit einer optimierten Performance, resultierend in einer Lesereichweite bis zu $5,1\text{m}$, im UHF-Band um 868MHz . Im Mikrowellenband um $2,45\text{GHz}$ ist das Front-End mit eingeschränkter Performance einsetzbar. Es besteht, wie bei passiven und semi-passiven RFID-Tags üblich, aus einem Modulations- und Demodulationsteil, einem RF-DC-Konverter mit Spannungsverdopplerschaltung sowie einem Spannungsregler. Der funktionelle Aufbau ist in Abbildung 2.4 dargestellt.

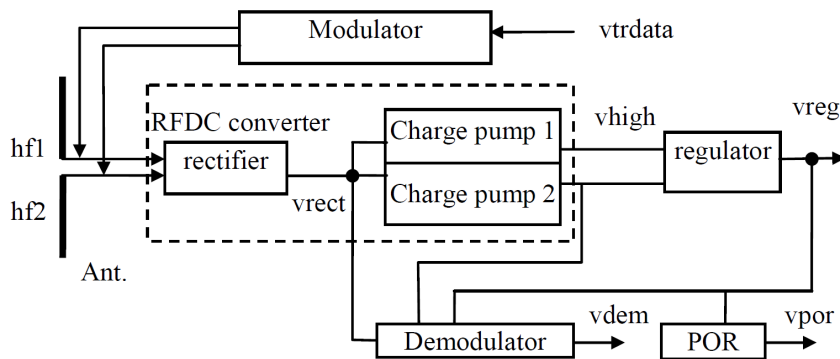


Abbildung 2.4: Bockschaltbild des vom IPMS entwickelten RF-Front-Ends

Die Forschungsergebnisse mündeten mittlerweile in die Herstellung eines eigenen Application Specific Integrated Circuit (ASIC), welcher eine Kompatibilität mit den Standards ISO18000-6c und EPC-Class-1-Gen-2 aufweist und zusätzlich im $2,45\text{GHz}$ -Band betrieben werden kann [fPMb]. Der ASIC besitzt einen integrierten Temperatursensor sowie ein analoges Sensorinterface für kapazitive und resistive Sensoren. Des Weiteren ist er mit einem 8bit-Mikrocontroller zur Steuerung der Sensoren und Auswertung der Sensorinformationen ausgestattet. Über eine IIC-Schnittstelle können weitere Komponenten, wie z.B. ein externer Speicherbaustein, mit dem ASIC gekoppelt werden. Der Chip kann sowohl batteriegepuffert (semi-passiv) als auch rein passiv betrieben werden. Seine Stromaufnahme im semi-passiven Betrieb beträgt laut Datenblatt durchschnittlich etwa $7\mu\text{W}$.

2.4 SL900A-Datenlogger-Interface von IDS Microchip

Das Schweizer Unternehmen IDS Microchip (IDS) beschäftigt sich mit der Entwicklung innovativer Lösungen zur Kombination von RFID-Technologien mit sensorischen Elementen, sowohl auf Infrastruktur- als auch auf Transponderseite. Mit dem SL900A-RFID-Sensor-Datenlogger bietet IDS einen EPC-Class-1-Chip an, der neben den üblichen, standardkonformen RFID-Befehlssätzen auch das spontane bzw. permanente Auslesen von Sensordaten (Datenlogging) unterstützt. Dieser erweiterte Funktionsumfang des zu Grunde liegenden Generation-2-Protokolls wird von IDS deshalb mit *EPC Class 1 Gen 3* bezeichnet. Bei dem Chip handelt es sich um eine hoch integrierte IC-Lösung, die keiner weiteren, externen Beschaltung mittels diskreter Komponenten bedarf und somit für eine flexible Integration in kostengünstige Transponder geeignet ist.

Der SL900A beinhaltet zur Unterstützung der Sensorfunktionen ein sogenanntes *Sensor Front-End (SFE)*. Dieses erlaubt neben der Ansteuerung eines internen Temperatursensors eine Vielzahl unterschiedlicher externer Sensoren, die mit dem SFE verbunden werden können. Zur Konfiguration des Chips und für die Kommunikation mit externen Komponenten steht außerdem ein seriell SPI-Interface zur Verfügung, welches bspw. zur Ansteuerung mittels Mikrocontroller verwendet werden kann. Wahlweise kann der Chip auch über die RFID-Funkschnittstelle konfiguriert werden, sofern der erweiterte Befehlssatz readerseitig unterstützt wird. Abbildung 2.5 stellt das Blockdiagramm des SL900A-Chipsatzes dar.

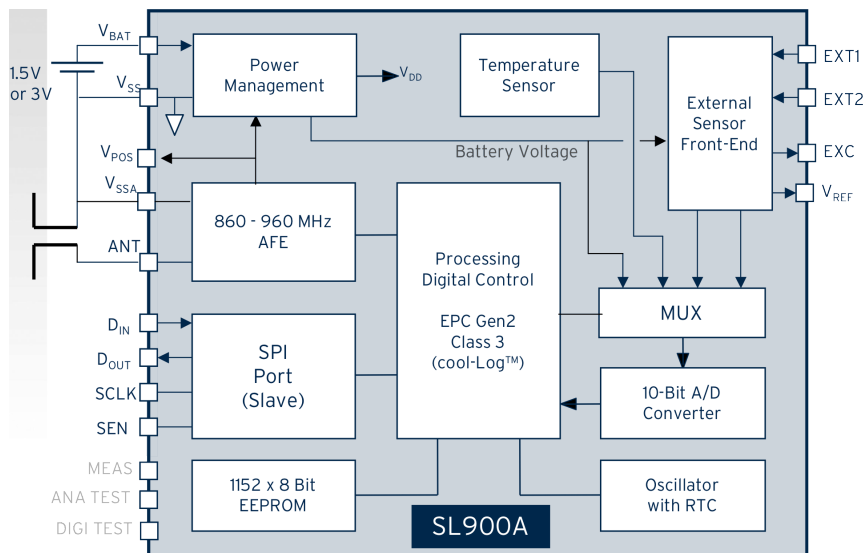


Abbildung 2.5: Blockdiagramm des SL900A [AG10b]

Der SL900A kann entweder passiv oder semi-passiv betrieben werden. Im passiven Modus werden alle identifikationsspezifischen Funktionen des zu Grunde liegenden RFID-Standards unterstützt. Außerdem ist es möglich, den internen Temperatursensor mittels benutzerspezifischer Kommandos (engl. Custom Commands) anzusprechen. Im semi-passiven Betrieb (engl. battery assisted) nutzt der Chip das Backscattering-Verfahren zur Kommunikation mit einem RFID-Reader. Die interne Sensorik sowie das SFE werden durch die Batterie versorgt, wodurch ein Datenlogging ermöglicht wird. Ein weiterer signifikanter Vorteil des semi-passiven Betriebs zeigt sich in der Lesereichweite des Chips. Diese nimmt im batteriegestützten Modus stark zu. Der Hersteller erklärt dies dadurch, dass durch die Batteriespeisung ein Großteil der internen Stromkreise versorgt wird und somit der aus dem Fernfeld bezogene Energiebetrag ausschließlich für die RFID-Kommunikation zur Verfügung steht. Konkret bedeutet dies, dass zur Versorgung aller internen Schaltkreise eine wesentlich höhere Spannung am internen Energy-Harvester nötig ist. Dieser Unterschied äußert sich messbar in der Eingangsempfindlichkeit des Chips, welche laut Hersteller im passiven Betrieb etwa $-5dBm$, im semi-passiven Betrieb ca. $-15dBm$ beträgt.

Zum Test der Funktionalitäten des SL900A stellt IDS verschiedene Reader-Evaluationsboards (kurz: Reader-EVBs) zur Verfügung, die sich hinsichtlich ihrer Ausstattung und Sendeleistung unterscheiden. Alle Lösungen bieten aber eine grafische Oberfläche zur Ansteuerung und zum Test der Sensorfunktionen. Zur Evaluation des SL900A wurde das EVB mit der Bezeichnung *RD1* beschafft. Das kompakte Readermodul (vgl. Abbildung 2.6) ist mit einem HF-Verstärker ausgestattet und kann für Anwendungen mittlerer Lesereichweite mit einer externen Antenne verbunden werden. Die größeren Boards bieten höhere Sendeleistungen und zusätzliche Ausstattungsmerkmale wie z.B. ein Display. Diese sind aber zum Test der Sensorfunktionalitäten nicht relevant. Die zur Ansteuerung der Sensorfunktionen des SL900A benötigten Kommandos sind hinsichtlich ihres Aufbaus und der zu Grunde liegenden Protokollstruktur standardkonform nach EPC Class 1 Gen 2. Sie sind allerdings aktuell noch nicht im Standard implementiert, weshalb man von Custom Commands sprechen kann. Die Kommandos können durch Anpassung der jeweiligen Reader-Firmware prinzipiell in alle standardkonformen RFID-Reader implementiert werden. IDS treibt zusammen mit einigen weiteren RFID-Reader-Herstellern die Standardisierung der Sensorfunktionen voran und hat in diesem Zuge mittlerweile eine Spezifikation der Kommandos unter der Bezeichnung cool-LogTM veröffentlicht [AG11]. Anhand dieser Dokumentation der verwendeten Befehle soll es den Herstellern von RFID-Hardware ermöglicht werden, eine Unterstützung für die Sensorfunktionalitäten der Datenlogger-ICs von IDS zu implementieren.

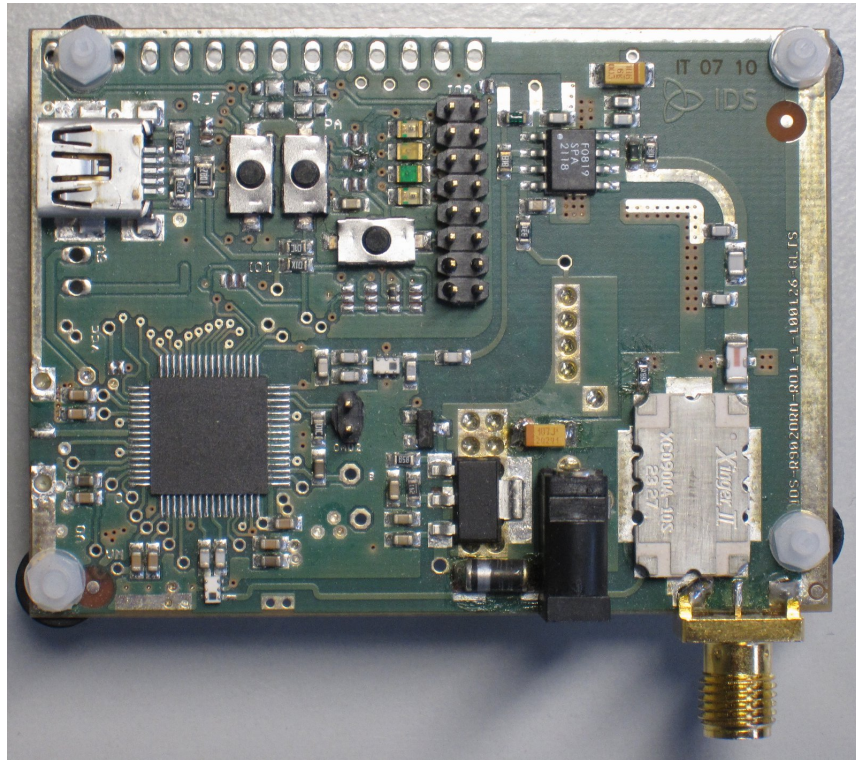


Abbildung 2.6: Foto des RD1-Evaluationsboards von IDS Microchip [AG10a]

3 Energy-Harvesting aus dem RFID-Fernfeld

Der Begriff *Energy-Harvesting* (in der Literatur auch als *Power Harvesting* oder *Energy Scavenging* bezeichnet) beschreibt grundsätzlich das Prinzip der Energiegewinnung aus dem Umfeld eines elektronischen Systems zur energieautarken Versorgung des selbigen. Ziel dabei ist es i.d.R., den infrastrukturellen Aufwand einer konventionellen, kabelgebundenen Energieversorgung bzw. den Wartungsaufwand, welcher beim Einsatz von Batterien als Energiequelle zum Tragen kommt, zu vermeiden [Pro12]. Derzeit verfügbare Energy-Harvesting-Lösungen lassen sich grob in die folgenden vier Kategorien unterteilen:

- thermisch: Hierbei wird durch Ausnutzung des thermoelektrischen Effekts eine Temperaturdifferenz, welche zwischen zwei Punkten gemessen werden kann, in elektrische Energie umgewandelt.
- mechanisch: Die Gewinnung von Energie aus mechanischen Bewegungen, Vibration oder Dehnungseffekten bedient sich i.d.R. piezoresistiven bzw. piezoelektrischen Wandlerprinzipien.
- solar: Die mittlerweile verbreitetste Kategorie des Solar-Energy-Harvesting konzentriert sich auf die Nutzung von Lichtquellen.
- elektromagnetisch: Die Energiegewinnung erfolgt hierbei aus dem Nah- oder Fernfeld elektromagnetischer Feldquellen in der Umgebung.

Die letztgenannte Kategorie des *RF-Harvesting* [Sol12] stellt aufgrund der verhältnismäßig geringen Leistungsausbeute, verglichen mit allen anderen Ansätzen, eher eine Nischenlösung für Spezialanwendungen dar. Eine dieser Spezialanwendungen ist das in dieser Arbeit behandelte RFID-Datenlogger-Konzept, weshalb im Folgenden näher auf diese Lösung eingegangen wird.

Die Grundlage eines rein-passiven Konzepts zur Kopplung eines RFID-Transponders mit Sensorik stellt die Energiegewinnung aus dem elektromagnetischen Fernfeld dar. Dieser Ansatz ist deshalb sinnvoll, weil bei passivem UHF-RFID ein Reader stets ein definiertes Sendesignal zur Verfügung stellt. Der Abstand zwischen Sendeantenne und Transponder beträgt maximal einige Meter, was die verfügbare Leistung kalkulierbar macht. Zur Umsetzung des RF-Harvesting-Konzepts im UHF-Frequenzband existieren, ähnlich wie im niederfrequenten Netzspannungsbereich, verschiedene Ansätze zur Energiewandlung [CDDJ07]. Um die Feldenergie eines RFID-Readers für

Smart-Transponder nutzbar zu machen, muss ein Weg geschaffen werden, aus der resultierenden elektrischen Feldstärke eine Gleichspannung zu erzeugen und die gewonnene Energie zu speichern. Ferner ist es notwendig, effiziente Mechanismen zur Energieverwaltung zu integrieren, damit der geringe, zur Verfügung stehende Betrag an Feldenergie möglichst effizient und applikationsabhängig genutzt werden kann.

3.1 Konzepte zur Gleichrichtung elektromagnetischer Feldenergie

Gleichrichterschaltungen basieren grundsätzlich auf einer oder mehreren Dioden als zentrales Bauelement. Diese verhindern den Stromrückfluss in die zum gewünschten Gleichstromfluss entgegengesetzte Richtung. Für jene Perioden, in denen die Amplitude des Eingangssignals negativ wird, unterdrückt die Diode den Stromfluss zum Verbraucher. Zur Überbrückung dieser Zeiten wird ein Kondensator verwendet. Dieser lädt sich während der Periode positiver Amplitude auf und gibt seine gespeicherte Energie während der Periode negativer Amplitude an den angeschlossenen Verbraucher ab. Es resultiert ein nahezu konstanter Gleichstromfluss am Ausgang der Schaltung, welche in Abbildung 3.1 dargestellt ist.

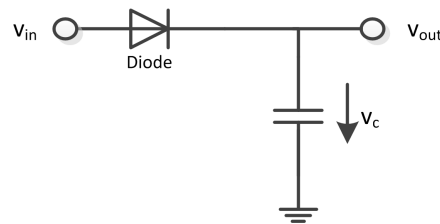


Abbildung 3.1: Vereinfachte Darstellung einer Gleichrichterschaltung

Zur Erzeugung eines Referenzpotenzials wird diese Gleichrichterschaltung häufig mit einem sogenannten *Clamp Circuit* kombiniert. Diese Schaltung besteht aus einem zusätzlichen, zum Verbraucher in Serie geschalteten Speicherkondensator und einer in Sperrichtung gepolten Diode parallel zum Verbraucher. Sie verhindert, dass die Gleichspannung am Verbraucher negative Werte annimmt (vgl. Abbildung 3.2).

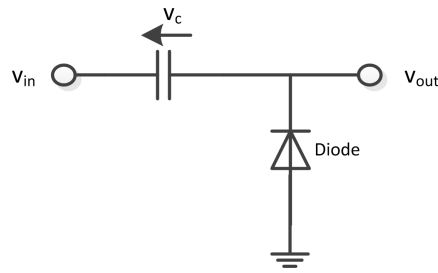


Abbildung 3.2: Clamp Circuit bei der Diodengleichrichtung

Durch Kombination dieser beiden einfachen Grundsaltungen entsteht eine zwei-stufige Gleichrichterschaltung, welche nach dem Prinzip der *Charge Pump* arbeitet und als Spannungsverdoppler agiert [Dob08]. Wird die Eingangsspannung negativ, so fließt Strom vom Masseterminal durch die untere Diode in den Kondensator. Dies hat zur Folge, dass die Energie der Periode negativer Amplitude des Eingangssignals nicht vollständig ungenutzt bleibt, sondern im Kondensator gespeichert wird. Für positive Amplituden sperrt die parallel zum Verbraucher geschaltete Diode und die in Serie befindliche Diode wird durchgeschaltet. Dadurch wird der Ausgang mit Strom versorgt und gleichzeitig ein parallel zum Verbraucher geschalteter Speicherkondensator geladen. Durch das erhöhte Potenzial zwischen den beiden Dioden ergibt sich eine nahezu verdoppelte Ausgangsspannung (vgl. Abbildung 3.3).

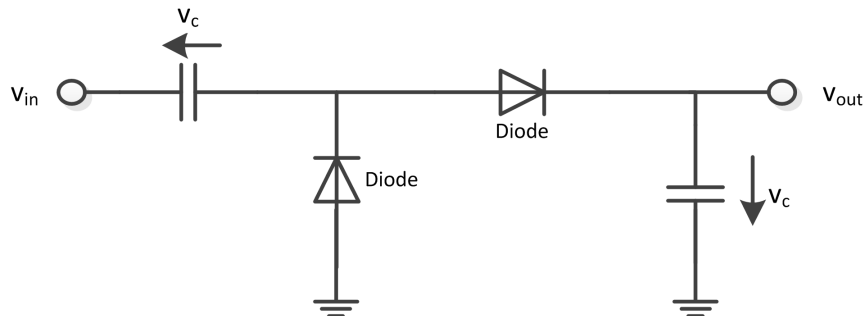


Abbildung 3.3: Spannungsverdoppler als Folge der Kopplung von Gleichrichter- und Clamp-Schaltung (Half-Wave)

Diese Schaltung wird nach ihrem Entdecker auch als *Greinacher-Schaltung* [CDDJ07] bezeichnet. Durch Kaskadierung mehrerer Spannungsverdoppler-Schaltungen ist es möglich, die Ausgangsspannung weiter zu erhöhen. Dieser Ansatz wird auch als *Dickson Charge Pump* [Dob08] bezeichnet. Prinzipiell kann durch Kombination mehrerer Greinacher-Stufen eine beliebige Ausgangsspannung erreicht werden. Allerdings

nimmt der Wirkungsgrad der Schaltung mit steigender Anzahl der Stufen ab, da für jede weitere Stufe die Schwellenspannung der zusätzlichen Dioden erreicht werden muss und somit eine höhere Eingangsleistung notwendig ist. Letztere stellt jedoch bei vielen Applikationen den limitierenden Faktor dar [Dob08]. Zur Steigerung des Wirkungsgrads hinsichtlich der Energiegewinnung kann des Weiteren das Konzept des Ganzwellengleichrichters in Betracht gezogen werden. Dieses liefert eine höhere Effizienz als das Charge-Pump-Prinzip, da positive und negative Amplituden gleichermaßen gewandelt werden. Somit erhöht sich die am Ausgang zur Verfügung stehende Energie. Die schaltungstechnische Realisierung erfolgt mittels zweier gegenüber dem Massepotenzial gespiegelter Halbwellengleichrichter (vgl. Abbildung 3.4).

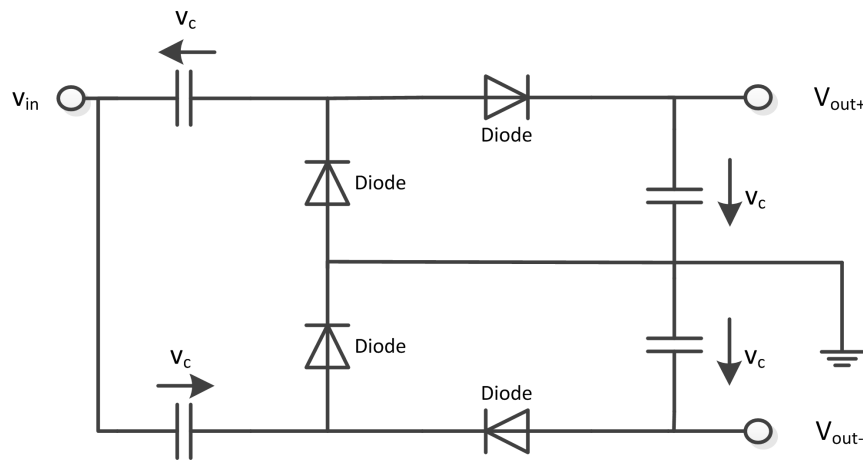


Abbildung 3.4: Ganzwellengleichrichter (Full-Wave) aus Kombination zweier Halbwellengleichrichter

Der UHF-RFID-Übertragungsstandard eignet sich grundsätzlich sehr gut zur Energiegewinnung, da stets ein Sinusträger großer Amplitude als Versorgungsenergie der passiven Tags gesendet wird. Da dieser Träger lediglich mittels ASK bei einer geringen Bandbreite moduliert wird und einen vergleichsweise hohen Duty-Cycle (Verhältnis der aktiven zur passiven Betriebszeit) aufweist, kann bei der Energiegewinnung ein hoher Wirkungsgrad erzielt werden. Die besondere Herausforderung besteht allerdings in der Gleichrichtung des hochfrequenten Trägersignals. Die Arbeitsfrequenz von typischerweise etwa 865 MHz limitiert den Einsatz herkömmlicher Gleichrichterdioden und fordert schnellere Bauelemente. Typischerweise eignet sich für solch hohe Frequenzen eine Schottky Barrier-Diode (SBD) als Gleichrichterelement, welche schnell genug reagiert, um dem hochfrequenten Trägersignal folgen zu können.

Zur RF-DC-Umwandlung des Trägersignals wird eine Empfangsantenne mit einer Gleichrichterdiode gekoppelt. Aufgrund dieser Kombination wird eine solche

Schaltung auch als *Rectifying Antenna* (Kombination aus „Antenna“ und „Rectifier“ (deutsch: Antenne + Gleichrichter)) oder kurz *Rectenna* bezeichnet. Angeregt durch das empfangene, hochfrequente Signal bildet sich auf der Antennenstruktur eine stehende Welle aus. Diese wird über eine Charge-Pump-Schaltung mittels Schottky-Dioden gleichgerichtet und einem Gleichstromschaltkreis, wie z.B. einem RFID-IC, zugeführt. Abbildung 3.5 zeigt den schematischen Aufbau eines gedruckten Ganzwellengleichrichters für hohe Frequenzen unter der Verwendung einer Schottky-Diode [YFSN07]. Die einfallende Welle wird am Ende der Antenne (Short Line) reflektiert, was zur Ausbildung der stehenden Welle führt. Die Schottky-Diode schaltet den Ausgang aktiv, sobald die Amplitude der stehenden Welle größer ist als die Schwellenspannung der Diode. Die nachgeschaltete, hier abgebildete Bandstopp-Filterstruktur (Schaltungsteil rechts der Diode D_2) dient lediglich der Unterdrückung harmonischer Oberwellen und ist für das Funktionsprinzip des Gleichrichters nicht zwingend erforderlich.

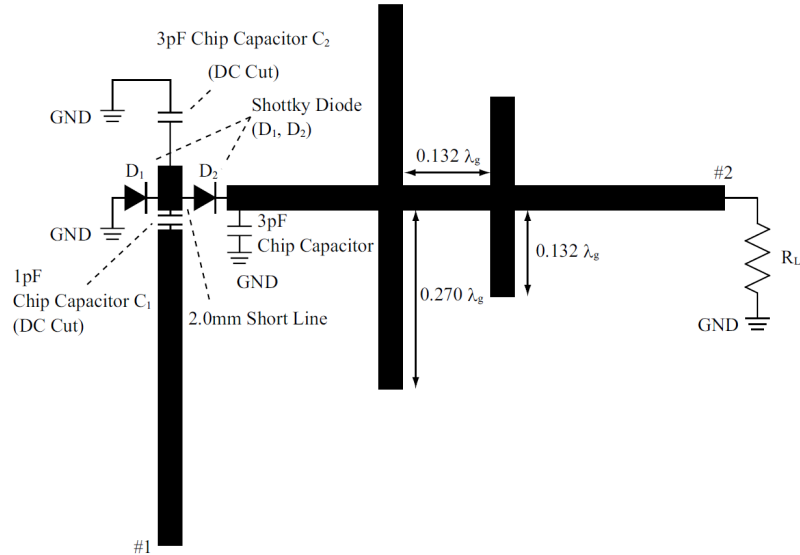


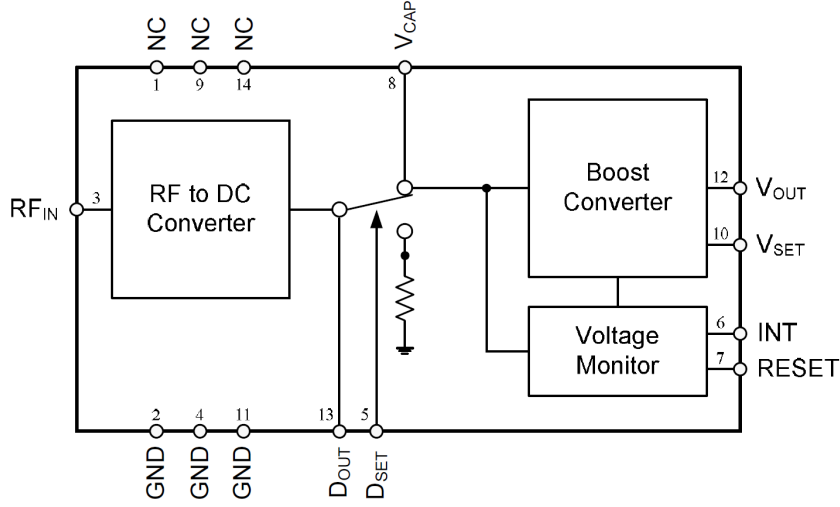
Abbildung 3.5: Halbwellengleichrichtung mittels Schottky-Diode, gedrucktes Design für Hochfrequenz-Anwendungen [YFSN07]

3.2 Evaluation einer Energy-Harvesting-Lösung

Um den permanenten Logging-Betrieb von Sensordaten durch den in Kapitel 2.4 beschriebenen Datenlogger-Chip gewährleisten zu können, muss dieser durch eine externe Energiequelle versorgt werden. Es existieren bereits einige Lösungen am Markt, die in der Lage sind, aus einem elektromagnetischen Fernfeld Energie zu beziehen. Allerdings fehlt es bisweilen an speziellen Entwicklungen für die UHF-RFID-Technologie. Integrierte Smart-RFID-Lösungen wie der SL900A von IDS Microchip verfügen zwar über einen internen Gleichrichter, der auch zur Versorgung weiterer, externer Komponenten verwendet werden kann. Jedoch bieten diese Lösungen weder einen guten Wirkungsgrad noch ausreichende Konzepte hinsichtlich Energiespeicherung und -management. Typische Hochfrequenz-Gleichrichterschaltungen werden diskret aufgebaut und eignen sich demzufolge nicht für eine kostengünstige Integration in einen RFID-Tag. Im folgenden Abschnitt wird deshalb der Energy-Harvesting-Chip P2110 des Herstellers Powercast [Cor10b] untersucht. Der als *Powerharvester*[®] bezeichnete integrierte Schaltkreis kann verwendet werden, um die für die Sensor-Logging-Funktionen benötigte Energie aus dem Fernfeld der RFID-Schreib-Leseinheit zu beziehen. Somit kann ein batteriegestützter Betrieb des Sensor-Transponders vermieden werden.

Der P2110 wurde entwickelt, um Energie aus einem elektromagnetischen Feld im Frequenzbereich $902 - 928\text{MHz}$ zu gewinnen. Dieses Frequenzband ist besonders aufgrund des dort arbeitenden Mobilfunkstandards Global System for Mobile Communications (GSM) interessant. Somit kann die umgangssprachlich als „*Mobilfunkstrahlung*“ bzw. „*Handystrahlung*“ bezeichnete Feldenergie zur Versorgung elektrischer Schaltkreise genutzt werden. Der Chip arbeitet allerdings auch in einem tieferen Frequenzband mit einer guten Performance. Für das europäische Nutzfrequenzband von UHF-RFID um 868MHz gibt Powercast im Datenblatt einen Wirkungsgrad im Bereich von $40 - 50\%$ an. Dieser Wert liegt nur wenige Prozentpunkte unterhalb des spezifizierten Wirkungsgrads für das Nutzband zwischen 902 und 928MHz .

Der *Powerharvester*[®]-Chip besteht aus einer primären Gleichrichterstufe, welche die Energie des elektromagnetischen Fernfelds in nutzbare DC-Energie wandelt, einem Schaltkreis zur Steuerung der Chip-Funktionalitäten, der auch eine Spannungsüberwachung beinhaltet und einem DC-DC-Boost-Konverter, der am Ausgang während des Entladezyklus eine konstante Spannung bereitstellt. Der Aufbau ist im folgenden Blockdiagramm (Abbildung 3.6) dargestellt.

Abbildung 3.6: Blockschaltbild des P2110 Powerharvesters[®] [Cor10b]

Die über den Feldgleichrichter gewonnene Energie wird auf dem Kondensator gemäß der folgenden Gleichung gespeichert:

$$W_{Cap} = \frac{1}{2} C \cdot U_{Cap}^2 \quad (3.1)$$

Sobald das EVB in ein elektromagnetisches Feld innerhalb seines Nutzfrequenzbereichs eintritt, wird die verfügbare Feldenergie gleichgerichtet und auf dem Kondensator gespeichert. Im untersuchten Test-Setup wird ein sogenannter *Supercapacitor* (kurz: Supercap) des Herstellers AVX [SRR05] mit einer Kapazität von $50mF$ verwendet, auf den in Kapitel 5.1 detaillierter eingegangen wird. Als RFID-Schreib-Lese-Einheit dient das in Kapitel 2.4 beschriebene Reader-Evaluationsboard RD1 von IDS Microchip. Bei einem gemessenen Ausgangspegel von $22dBm$ und einer konstanten Sendefrequenz von $865,7MHz$ werden zwei baugleiche Antennen des Herstellers Poynting mit einem Gewinn von jeweils $6,5dBi$ bei zirkularer Polarisierung verwendet. Die Sende- und Empfangsantenne befinden sich in einem Abstand von $1m$, was in einer Freiraumdämpfung von $31,2dB$ resultiert. Letztere berechnet sich gemäß [Bal05]:

$$F = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot r \cdot f}{c_0} \right)^2 = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 1m \cdot 865,7MHz}{3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}} \right)^2 = 1322 \quad (3.2)$$

$$F_{dB} = 10 \cdot \log_{10}(1322) = 31,2dB \quad (3.3)$$

wobei f die Nutzfrequenz, r den Abstand der Antennen und c_0 die Lichtgeschwindigkeit im freien Raum bezeichnet. Die Zusatzdämpfung des Anschlusskabels am Reader inkl. Konnektoren beträgt ca. 2dB . Unter diesen Bedingungen wird am Ausgang der Empfangsantenne ein Leistungspegel von $1,59\text{dBm}$ gemessen. Dieser Pegel entspricht in entlogarithmierter Form einer Leistung von $1,44\text{mW}$ am Eingang des Powerharvester[®]-Evaluationsboards. Es gilt:

$$P_{mW} = 10^{\left(\frac{P_{dBm}}{10}\right)} = 1,44 \quad (3.4)$$

Für den Entladeprozess wird am Ausgang des Evaluationsboards ein Lastwiderstand angeschlossen. Im Folgenden wird die Evaluation des Lade- und Entladeverhaltens am Beispiel eines Lastwiderstands des Werts 100Ω beschrieben. Dieser Entladewiderstand legt den Ausgangsstrom bei einer konstanten Ausgangsspannung von $3,3\text{V}$ auf 33mA fest. Abbildung 3.7 zeigt den Ladeprozess des Kondensators über den Powerharvester[®]-IC unter den gegebenen Testbedingungen. Die dunkelblaue Kurve kennzeichnet dabei die Ausgangsspannung des Boosters, die türkisfarbene Kurve stellt den Verlauf der Kondensatorspannung dar.

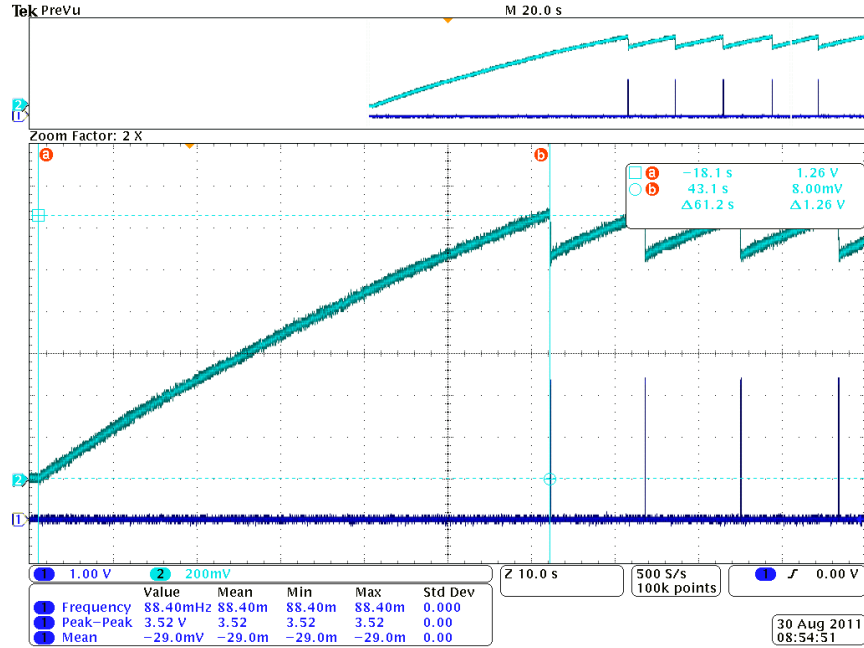


Abbildung 3.7: Initiale Aufladung des Kondensators durch RFID-Feldenergie

Die initiale Aufladezeit der Kapazität beträgt etwa 61s . Sobald der obere Grenzwert für die Ladespannung $V_{Cap,max} = 1,25\text{V}$ erreicht ist, beginnt der DC-Booster damit,

den Ausgang des Chips so lange mit Energie zu versorgen, bis die Spannung am Kondensator wieder auf den Wert $V_{Cap,min} = 1,02V$ abgefallen ist. Die während des Entladevorgangs zur Verfügung stehende Energie kann wie folgt berechnet werden:

$$\begin{aligned}\Delta W_{Cap} &= W_{Cap,max} - W_{Cap,min} = \frac{1}{2}C \cdot (U_{max}^2 - U_{min}^2) \\ &= \frac{1}{2} \cdot 50mF \cdot (1,25V^2 - 1,02V^2) \\ &= 13mWs\end{aligned}\quad (3.5)$$

Beim Erreichen des unteren Grenzwerts für die Ladespannung $V_{Cap,min} = 1,02V$ wird der Ausgang deaktiviert bis sich der Kondensator wieder auf $V_{Cap,max}$ aufgeladen hat. Die folgende Abbildung stellt den Entladeprozess bei einer Last von 100Ω dar:

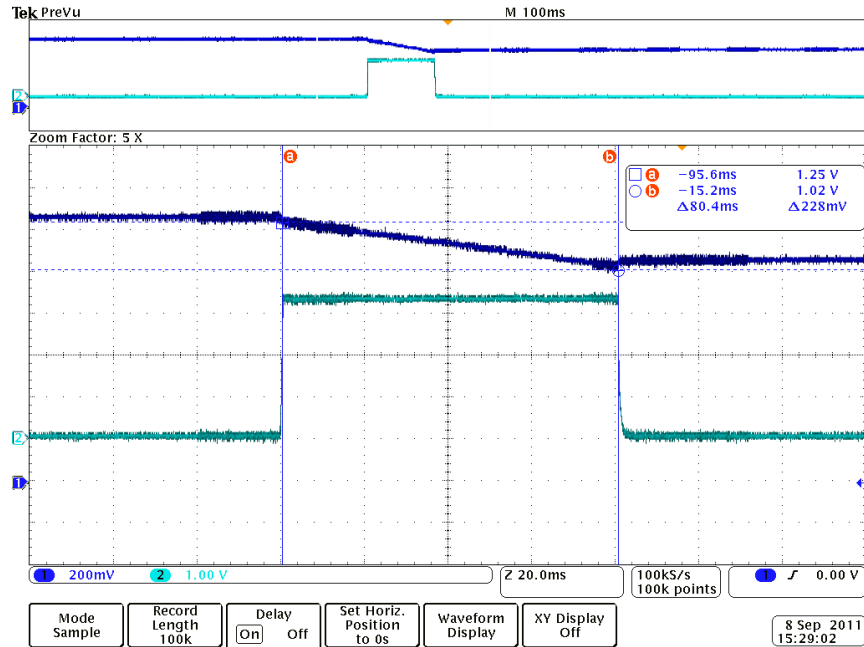


Abbildung 3.8: Entladeprozess bei einer Last von 100Ω

Das Wiederaufladen des Kondensators zwischen zwei Entladezyklen dauert etwa $14s$ bei gegebenem Entladestrom. Die Dauer der Versorgung des Ausgangs ist abhängig vom angeschlossenen Lastwiderstand, wobei die Ausgangsspannung vom DC-Booster konstant auf $3,3V$ gehalten wird. Diese kann jedoch reduziert werden, in dem ein zusätzlicher Widerstand an die V_{Set} -Pins des Powerharvesters[®] angeschlossen wird.

In Tabelle 3.1 sind die gemessenen Zeitintervalle, in denen der Ausgang versorgt wird, neben dem Fall $R_L = 100\Omega$ auch für weitere Lastwiderstände dargestellt. Diese Werte sind jeweils für den Fall gültig, dass sich das EVB aus dem RFID-Feld entfernt, sobald der Ausgang aktiviert wurde. Dargestellt sind die Lastwiderstände R_L und die Lastströme I_L , das Leistungs- bzw. Energiebudget P_{out} und W_{out} , die Aktivzeit t_{on} sowie der Wirkungsgrad der Boosterstufe η_{boost} .

R_L, Ω	I_L	P_{out}	t_{on}	W_{out}	η_{boost}
100	33mA	108,9mW	80ms	8,5mWs	65%
470	7,1mA	23,43mW	354ms	8,29mWs	63%
1k	3,3mA	10,89mW	872ms	9,49mWs	70%
2,2k	1,53mA	6,05mW	2,19s	11,05mWs	83%
22k	150 μ A	495 μ W	18s	9,9mWs	76%

Tabelle 3.1: Gemessene Zeitintervalle für die Versorgung des Ausgangs

Sollte sich das EVB permanent im Feld aufhalten, so kann für geringe Lastströme (vgl. Zeile, 22k Ω) ein permanenter Betrieb ermöglicht werden. Für den Fall, dass der Laststrom kleiner ist als der Ladestrom des Kondensators, wird der Ausgang permanent versorgt, während sich der Kondensator stetig auflädt. Dabei kann die Ladespannung auf bis zu 1,8V ansteigen. Höhere Werte sind nicht möglich, da der Chip zum Schutz der angeschlossenen Kapazitäten die weitere Aufladung beschränkt. Wird der Kondensator bis auf 1,8V aufgeladen, so steht gemäß Formel 3.5 ein Energiebetrag in Höhe von 55mWs zur Verfügung, durch den die Laufzeit des Systems bei Entladung deutlich verlängert wird.

Abbildung 3.9 zeigt den Entladevorgang für den Fall $R_L = 22k\Omega$, falls das EVB erst beim Erreichen des oberen Grenzwerts für die Kondensator-Ladespannung 1,8V (nicht bei $V_{Cap,max}$) aus dem Feld entfernt wird. Durch die höhere Ladespannung ergibt sich eine längere Endladedauer von etwa 65s (vgl. Abbildung 3.9).

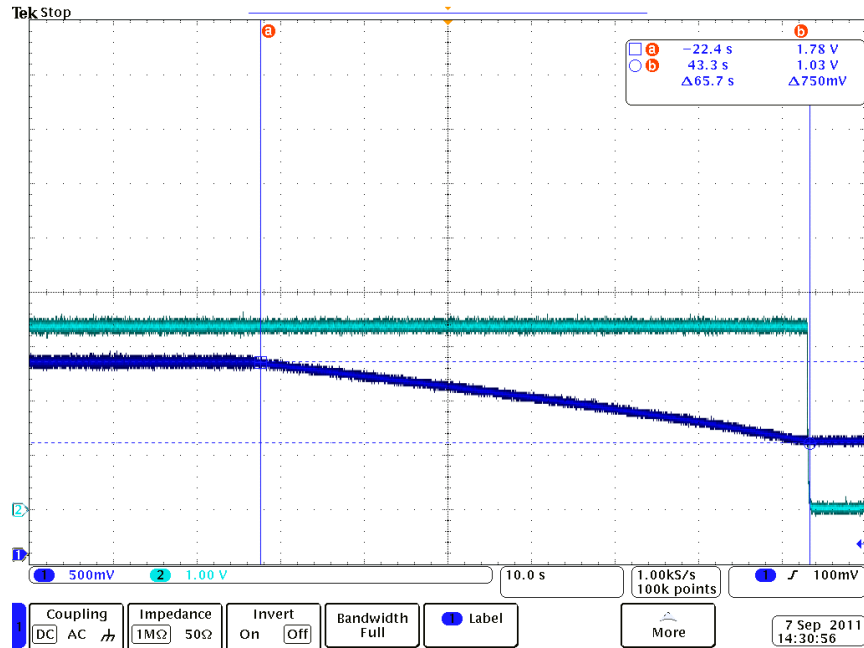


Abbildung 3.9: Entladeprozess zwischen 1,8 V und $V_{Cap,min}$ bei $R_L = 22k\Omega$

Für einen Permanentbetrieb, bei dem sich der Powerharvester[®] nicht aus dem Feld entfernt, ergibt sich das folgende Verhalten: Beim Erreichen von $V_{Cap,max}$ wird der Ausgang aktiviert. Bei einem Entladestrom von $150\mu A$ ($22k\Omega$) lädt sich der Kondensator in einer Zeitspanne von ca. 64s bis zur Obergrenze von 1,8V parallel weiter auf. Ab 1,8V wird die Ladespannung konstant gehalten und der Ausgang bleibt permanent aktiv. Dies ist in Abbildung 3.10 dargestellt.

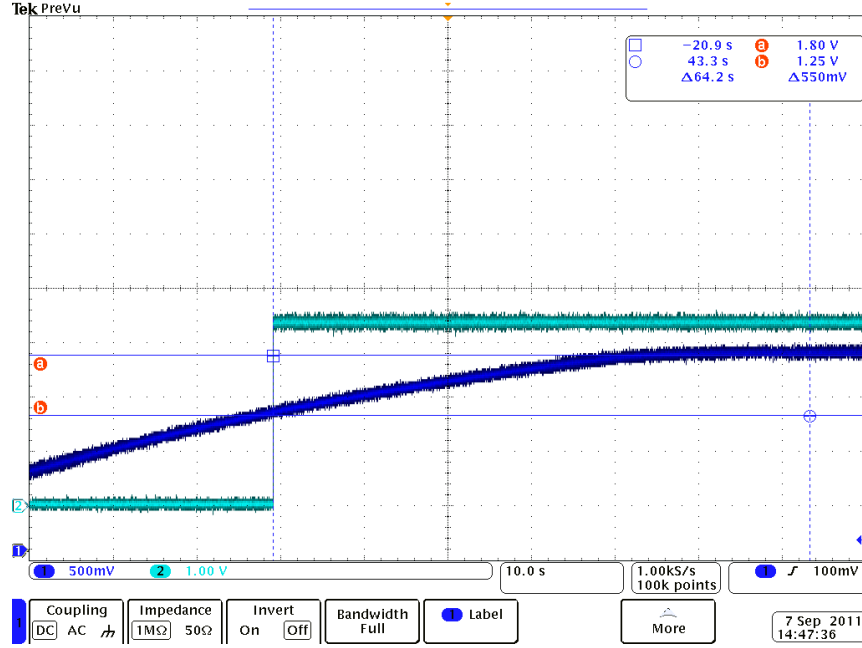


Abbildung 3.10: Aufladung des Kondensators auf bis zu 1,8V bei 22kΩ im Permanentbetrieb

Der Wirkungsgrad des Powerharvester[®]-Empfängers setzt sich aus zwei Größen zusammen. Zum einen ist dies der Wirkungsgrad des Feldgleichrichters η_{rect} , der das Verhältnis zwischen der verfügbaren Feldenergie und der gleichgerichteten, auf dem Kondensator gespeicherten, DC-Energie definiert. Zum anderen muss der Wirkungsgrad des DC-Boosters η_{boost} berücksichtigt werden, der das Verhältnis der Entladungsenergie über den Kondensator zur abgegebenen DC-Energie am Ausgang beschreibt. Der Gesamtwirkungsgrad η_{total} ergibt sich aus dem Produkt von η_{rect} und η_{boost} . Dieser ist somit ein Maß für die Gesamteffizienz des Chips in Bezug auf das Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsleistung. Die lastabhängigen Werte für η_{boost} können Tabelle 3.1 entnommen werden. η_{rect} berechnet sich wie folgt:

$$\eta_{rect} = \frac{\Delta W_{Cap}}{E_{RF,in} \cdot t_{charge}} = \frac{13mWs}{1,44mW \cdot 14s} \approx 64\% \quad (3.6)$$

wobei t_{charge} die Aufladezeit des Kondensators zwischen den Spannungsgrenzwerten 1,02V und 1,25V bezeichnet. Der Gesamtwirkungsgrad des Chips η_{total} liegt somit im Bereich 40 – 54%, abhängig vom Ausgangsstrom und dem jeweiligen Booster-Wirkungsgrad (vgl. Tabelle 3.1).

3.3 Ansätze zur Energiespeicherung

Neben der Energiegewinnung aus den zur Verfügung stehenden Quellen stellt die Auswahl einer geeigneten Technologie zur Energiespeicherung eine Kernfrage der zu realisierenden Smart-RFID-Lösung dar. Hierbei ist besonders den kritischen Randbedingungen, nämlich dem weiten angestrebten Temperaturbereich sowie den geringen, oftmals nur sporadisch zur Verfügung stehenden, Energiebeträgen Rechnung zu tragen. Letztere müssen möglichst effizient und ohne größere Verluste durch verringerte Wirkungsgrade aufwändiger Ladekonzepte gespeichert werden. Die Selbstentladung der verwendeten Technologie ist ebenfalls als kritisch anzusehen, da diese bei handelsüblichen Komponenten oftmals den Gesamtverbrauch des Smart-RFID-Systems überschreitet. Im Folgenden werden verschiedene, mögliche Konzepte aufgezeigt und hinsichtlich ihrer Eignung für Smart-RFID-Transponder untersucht.

3.3.1 Mögliche Batteriekonzepte für Smart-RFID-Transponder

Grundsätzlich können Smart-RFIDs wie die meisten Technologien, welche auf mobile Knoten bzw. Endgeräte setzen, mit handelsüblichen Batterien betrieben werden. Der Einsatz von Batterien hat sich im Laufe der Entwicklung mobiler Endgeräte bewährt und die Verfügbarkeit unterschiedlichster Bauformen und Typen für verschiedenste Applikationen ist gigantisch. Je nach Ansprüchen an Kapazität oder Bauform kann hier von der Knopfzelle über leicht austauschbare Standardzellen bis hin zu Batteriepacks mit extrem hoher Kapazität aus einer Vielzahl von Lösungen gewählt werden. Wo aktive RFID-Technologien aus Kostengründen eher auf Einwegzellen setzen, kommen für eine kombinierte RFID-Energy-Harvesting-Lösung nur wiederaufladbare Zellen in Frage. Hier gilt es, zwischen verschiedenen Technologien zu unterscheiden und ihre jeweiligen Vor- und Nachteile abzuwägen. Eine Übersicht verschiedener Technologien ist in Anhang A.6 dieser Arbeit dargestellt.

3.3.2 Kondensatorkonzepte als Alternative zur Batteriepufferung

Eine mögliche Alternative zur Energiespeicherung mittels wiederaufladbarer Batterien stellt die Verwendung geeigneter Pufferkondensatoren dar. Klassische Lösungen wie Folien- oder Elektrolytkondensatoren weisen bei kompakter Bauform nur Kapazitäten von einigen μF auf. Hochkapazitive Lösungen eignen sich aufgrund ihrer Größe und ihres Gewichts oftmals nicht für integrierte Konzepte. Da eine der Hauptanwendungen von hochkapazitiven Kondensatoren die Spannungsstabilisierung und -pufferung - insbesondere bei hohen Lastströmen - darstellt, stehen Parameter wie hohe Pulsströme und sehr geringe äquivalente Serienwiderstände (ESR) für die meisten Anwendungen im Vordergrund. Paradoxerweise widerstrebt genau dieser Fokus den Anforderungen von Energy-Harvesting-Lösungen, bei denen i.d.R. nur sehr geringe

Entladeströme fließen und hohe Pulsentladungen keine bzw. lediglich eine untergeordnete Rolle spielen. Vielmehr ist die Selbstentladung des Kondensators, die einen Schlüsselparameter für eine nachhaltige Energiespeicherung darstellt, von signifikanter Bedeutung. Sie wird in erster Linie durch den *Leckstrom* charakterisiert. Als solcher wird der Strom bezeichnet, der nach erfolgter Aufladung eines Kondensators bei seiner Nennspannung zur Erhaltung der vollständigen Ladung in den Kondensator fließen muss. Es handelt sich hierbei also um eine Ausgleichladung, welche den prinzipbedingten Ladungsverlusten im Inneren des Kondensators entgegenwirkt. Der Leckstrom ist dabei abhängig von der absoluten Ladung des Kondensators, d.h. im Umkehrschluss von der Kondensatorspannung und der Zeit. Der Selbstentladestrom entspricht somit maximal dem Leckstrom, reduziert sich aber mit dem Abfall der Kondensatorspannung und über den zeitlichen Verlauf. Der alleinige Vergleich der Absolutwerte der Leckströme verwendeter Kondensatoren stellt demnach kein eindeutiges Maß für deren Selbstentladung dar. Zur Charakterisierung der tatsächlichen Verluste durch prinzipbedingte Entladungen werden die in Frage kommenden Kondensatortypen bei der durch die Applikation festgelegten Betriebsspannung untersucht. Entsprechende Messungen sind in Kapitel 5.1 dargestellt.

3.3.3 Vergleich der beschriebenen Technologien

Herkömmliche Akkutechnologien eignen sich aufgrund ihrer Beschränkung hinsichtlich maximaler Lade- und Entladezyklen sowie ihrer Größe und ihres Gewichts nicht für die angestrebte Smart-RFID-Entwicklung. Die in Anhang A.6 beschriebenen THINERGY®MECs scheinen hier geeigneter, betrachtet man die extrem flache Bauform und die deutlich höhere Anzahl an möglichen Ladezyklen. Allerdings gilt zu beachten, dass selbst einige tausend Zyklen im Fall einer sehr sporadischen Aufladung durch das - unter ungünstigen Umständen- teilweise nur für einen Bruchteil einer Sekunde zur Verfügung stehende, elektromagnetische Feld einer RFID-Schreib-Lese-Einheit, mitunter nicht ausreichend sind. Die für die THINERGY®-Zellen erforderliche Ladespannung $> 4,1V$ ist zudem nur durch die Beschaltung mittels externer Spannungswandler und -stabilisatoren erreichbar. Der eingeschränkte Wirkungsgrad einer verwendeten Ladeschaltung resultiert in einer Reduktion der für den Smart RFID-Transponder zur Verfügung stehenden Energie. Der Hersteller begegnet diesen Problemen konzeptionell durch Kopplung eines Powercast-Evaluationsboards mit dem vorausgehend genannten Maxim-Laderegler und den MECs. Dieser Ansatz wurde im Rahmen des Kongresses *Energy Harvesting and Storage Europe 2012* in Berlin demonstriert [Sol12]. Dabei macht sich der Hersteller Infinite Power Solutions den auf dem Powercast-EVB befindlichen Supercap zu nutze, um gewonnene Energie aus dem HF-Feld zwischenzupuffern, die wiederum durch den Maxim-Laderegler in die MECs transferiert wird. Jedoch erweist sich dieser Aufbau als wenig energieeffizient, da sich die Nachteile kapazitäts- und batteriegepufferter Lösungen hier aufsummieren. Ei-

ne energieautarke Versorgung durch ein RFID-Fernfeld wäre mittels einer solchen Lösung kaum realisierbar. Dieser Ansatz ist aber durchaus sinnvoll, sofern für die Applikation eine Langzeitsicherung der Ladung im Vordergrund steht. Aufgrund der extrem niedrigen Selbstentladung der THINERGY®-Zellen im Vergleich zu Kondensatoren kann die gewonnene Energie hier nachhaltig gespeichert werden.

Sieht man beim Einsatz von Supercaps von einem möglichen Zerstörungsrisiko bei Kurzschluss (z.B. durch Beschädigung des Transponders) ab, so ergeben sich hieraus kaum Nachteile für Smart-RFID-Applikationen. Für eine Langzeitspeicherung sind Batterien aufgrund ihrer sehr viel geringeren Selbstentladung zwar nach wie vor führend, nichts desto Trotz überwiegen ihre Nachteile, insbesondere bei Betrachtung der aufwändigen Schutz- und Ladeschaltungen sowie des eingeschränkten Temperaturbereichs. Die Speicherung der aus einem elektromagnetischen Feld gewonnenen Energie auf einem Supercap erweist sich aufgrund des schnellen Ansprechverhaltens und der nahezu unbeschränkten Anzahl möglicher Ladezyklen, insbesondere bei spontanen Ladungen, als vorteilhaft. Diese treten z.B. auf, wenn sich der RFID-Tag beim Passieren eines RFID-Gates nur für einen verhältnismäßig kurzen Zeitraum im Feld aufhält. Abschirmungs- und Reflexionseffekte können weiterhin dazu führen, dass die Energiezufuhr zeitweise unterbrochen wird - in diesem Fall würde ein Laderegler in Kombination mit einer Batterielösung nicht mehr korrekt arbeiten. Ein Supercap hingegen ist in der Lage, selbst bei stark schwankenden bzw. extrem sporadischen Energievorkommnissen diese - in Verbindung mit einem geeigneten Feldgleichrichter - unter hohem Wirkungsgrad umzusetzen und zu speichern.

4 Antennenkonzept für passive UHF-RFID-Sensor-Datenlogger auf kritischen Oberflächen

Das folgende Kapitel beschäftigt sich mit der Untersuchung geeigneter Antennenstrukturen für RFID-Transponder mit hoher Lesereichweite auf problembehafteten Untergründen. In weiten Bereichen, in denen heutzutage die RFID-Technologie Anwendung findet, spielt die Lesefähigkeit der Transponder auf stark absorbierenden bzw. reflektierenden Untergründen eine maßgebende Rolle. In der Logistik kommen RFID-Transponder überwiegend in engem Zusammenhang mit metallischen Gegenständen wie Regalsystemen, Transportboxen und Paletten zum Einsatz. Im medizinischen und pharmazeutischen Umfeld werden Transponder für die Überwachung chemischer und biologischer Proben sowie Stammzellen genutzt. Da diese oft in flüssiger Form vorliegen oder in Flüssigkeit gebunden sind, stellt dies für die herkömmliche RFID-Technologie eine größere Herausforderung dar. Weiterhin ist der Einsatz von RFID zur Überwachung von Patienten im medizinischen Umfeld, z.B. zum Schutz demenzkranker Personen vor einer möglichen Selbstgefährdung, vorstellbar. Hierbei stellt das menschliche Gewebe, welches zu einem hohen Prozentsatz aus Wasser besteht und somit elektromagnetische Strahlung stark absorbiert, eine besondere Herausforderung dar.

Die Kernproblematik des Einsatzes von UHF-RFID in den oben genannten Bereichen besteht in der verwendeten Antennentechnologie für die Transponder. Dipolartige Standardstrukturen bestehen in der Regel aus einer einfachen, aus Kupfer oder Aluminiumfolie ausgestanzten Antennenstruktur, welche auf ein Trägermaterial in Form von Papier oder einer Kunststoffolie aufgebracht werden. Der RFID-Chip wird mittels Klebe- oder anderer geeigneter Bondtechniken mit der Antennenstruktur verbunden. Die so erstellten Tags (vgl. Abbildung 4.1) sind klassische Rundstrahler, d.h. sie weisen keine ausgeprägte Richtcharakteristik und somit auch keine Entkopplung vom Untergrund auf. Bei der Anbringung auf einer stark absorbierenden bzw. reflektierenden Oberfläche geht somit ein großer Anteil der Feldenergie verloren. Dieser Problemstellung wird klassischerweise mit zwei möglichen Ansätzen begegnet. Eine Möglichkeit der Entkopplung der Antennenstruktur stellt die Anbringung der Tags in einem definierten Abstand zum Untergrund dar. Dabei wird durch geeignete Platzhalter aus Kunst- bzw. Schaumstoff, sogenannte *Spacer*, ein Mindestabstand vom Untergrund erzeugt, was dessen Einfluss auf die Antennenperformance mindert und

eine möglichst ungehinderte Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen gewährleistet. Ist eine derartige räumliche Separation anwendungsbedingt nicht umsetzbar oder reicht die durch die Spacer-Technologie erzielte Antennenperformance nicht aus, so kommt ein weiterer, effektiver Ansatz zum Tragen, der im Folgenden beschrieben wird.



Abbildung 4.1: Standard RFID-Tag von Alien Technology [Tec12]

Prinzipbedingt funktionieren sogenannte *On-Metal-Tags* aufgrund ihrer speziellen Antennentechnologie nahezu uneingeschränkt auch auf metallischen, leitenden bzw. das elektromagnetische Feld stark reflektierenden oder absorbierenden Oberflächen (vgl. Anhang A.4). Bei dem hierbei verwendeten Prinzip handelt es sich typischerweise um eine Patchantenne in Microstrip-Technologie. Dabei wird die eigentliche Antennenstruktur durch Ätz- oder Frästechniken hergestellt und auf einem Substratmaterial aufgebracht. Das Substrat ist dabei beidseitig kupferkaschiert. Auf der gesamten Unterseite befindet sich eine ausgedehnte Massefläche, die sogenannte *Groundplane*, welche der räumlichen Entkopplung der Antennenstruktur zum Untergrund dient und die Ausbreitung des elektromagnetischen Felds in Richtung des Untergrunds verhindert. Durch die starke Konzentration der Feldkomponenten im Substrat und den Einfluss der rückwärtigen Groundplane weist eine so konstruierte Antenne eine starke Richtcharakteristik vom Untergrund weg auf. Der Wirkungsgrad und Antennengewinn in Hauptstrahlrichtung ist wesentlich höher als bei schwach gerichteten Antennen, was letzten Endes in einer hohen Lesereichweite mündet. Abbildung 4.2 stellt den generellen Aufbau einer Microstrip-Antennenstruktur dar. Die Parameter a und b bezeichnen dabei die geometrische Länge und Breite des Patches und h die Höhe (Dicke) des Substrats.

4.1 Design eines geeigneten Antennenkonzepts

Die Art der verwendeten Antenne spielt bei UHF-RFID-Tags eine tragende Rolle. Patchantennen weisen aufgrund ihres Microstrip-Prinzips eine flache Bauform auf, was sich positiv auf die Integrierbarkeit auswirkt. Des Weiteren wird durch das Microstrip-Prinzip eine sehr gute Entkopplung vom Untergrund erreicht. Diese resultiert in einer verbesserten Antennenperformance für den Einsatz auf leitenden Oberflächen, Flüssigkeiten oder stark absorbierenden bzw. reflektierenden Untergründen. Microstrip-Antennen erzielen im UHF-Frequenzbereich bereits auf Standard-

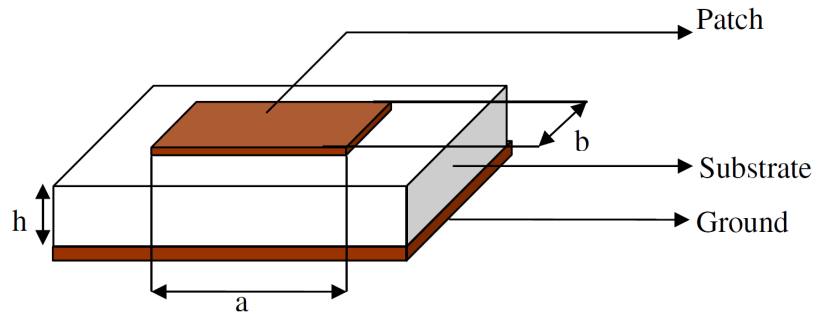


Abbildung 4.2: Aufbau einer Patchantenne in Microstrip-Technologie [Eun04]

Platinenmaterial eine beachtliche Performance. Um die Strukturen kompakt zu halten und damit ihre Integrierbarkeit zu verbessern, empfehlen sich allerdings spezielle, sehr verlustarme HF-Substrate, welche in der Regel vergleichsweise teuer sind (vgl. Anhang A.1). Dennoch verlangt die steigende Anzahl an Applikationen für kritische Oberflächen innovative Antennenkonzepte zur Integration von klassischen RFID-Tags zu Identifikationszwecken sowie Smart-RFID-Tags für erweiterte Anwendungen.

Die Kombination von RFID mit Sensorik sowie Telemetrie- und Energy-Harvesting-Lösungen stellt hierbei eine besondere Herausforderung dar, da aufgrund der verschiedenen verwendeten Technologien eine individuelle Anpassung der verwendeten Antennenstrukturen an unterschiedlichste Komponenten erfolgen muss. Im Folgenden wird ein mögliches Antennenkonzept beschrieben, welches für die Kombination von RFID mittels einer weiteren Funktechnologie - im konkreten Beispiel handelt es sich um eine Energy-Harvesting-Lösung - in Frage kommt. Das resultierende Systemkonzept eignet sich zur autarken Versorgung passiver Smart-RFID-Tags über die Luftschnittstelle.

4.1.1 Auswahl einer Antennenstruktur für hohe Lesereichweiten

Die Ausgangsbasis für die Entwicklung einer leistungsfähigen Antennenstruktur für On-Metal-Tags stellt eine innerhalb der Arbeit *A Novel Planar Microstrip Antenna Design for UHF RFID* von Madhuri Bharadwaj Eunni [Eun04] entwickelte Microstrip-Struktur für RFID-Tags dar. Bei dieser Struktur handelt es sich um einen planaren $\frac{\lambda}{2}$ -Resonator, welcher durch ein symmetrisch ausgelegtes Anpassnetzwerk und entsprechende induktive Anpassleitungen, sogenannte *Stubs*, an die Impedanz des RFID-Chips angepasst wird. Die Funktionsweise der Antenne entspricht dabei grundsätzlich derer einer Dipolantenne, welche typischerweise ebenfalls eine Länge von $\frac{\lambda}{2}$ aufweist.

Durch die gewählte Microstrip-Technologie bzw. das Aufbringen des Resonators auf ein Substrat mit rückwärtiger Groundplane wird die Struktur vom Untergrund entkoppelt. Durch die im Vergleich zum Medium Luft höhere *Permittivität* des Substratmaterials ergibt sich außerdem eine Verkleinerung der geometrischen Antennenabmessungen, was in einem kompakteren Tag resultiert.

Die Permittivität ist ein Maß für die Ausbreitungsfähigkeit von elektromagnetischen Feldern innerhalb eines Materials. Sie bezeichnet das Verhältnis der geometrischen zur elektrischen Länge, den sogenannten *dielektrischen Verkürzungsfaktor*. Dieser basiert auf den unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten einer elektromagnetischen Welle in verschiedenen Medien. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v ist für das Medium Luft oder Vakuum gleich der Lichtgeschwindigkeit im freien Raum c_0 , für Medien mit größeren Permittivitäten verringert sie sich gemäß:

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (4.1)$$

wobei c_0 die Vakuum-Lichtgeschwindigkeit, ϵ_r die relative Permittivität bzw. Dielektrizitätszahl und μ_r die Permeabilität des Dielektrikums bezeichnet. Aufgrund der im Vergleich zum Medium Luft ($\epsilon_r = 1$) veränderten Ausbreitungsbedingungen im Substrat ($\epsilon_r \neq 1$) wird zwischen der elektrischen Wellenlänge λ_e (entspricht der Wellenlänge λ_0 im Freiraum) und der geometrischen Wellenlänge λ_g unterschieden. Letztere ergibt sich in Abhängigkeit der Eigenschaften des Substratmaterials zu:

$$\lambda_g = \frac{v}{f} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \cdot \frac{c_0}{f} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (4.2)$$

Aus diesem Zusammenhang resultiert der dielektrische Verkürzungsfaktor k_v , der das Verhältnis der geometrischen zur elektrischen Wellenlänge angibt, gemäß:

$$k_v = \frac{\lambda_g}{\lambda_e} = \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \quad (4.3)$$

Da sich bei einer Microstrip-Struktur nur ein Teil des Felds im Dielektrikum und ein weiterer Teil in der umgebenden Luft ausbreitet, müssen Randeffekte in die Berechnung mit einbezogen werden. Diese ergeben sich durch die Tatsache, dass sich ein geringer Teil der Feldlinien bei solchen Strukturen außerhalb des Substrats ausbreitet. Am Rand der Struktur treten außerdem sogenannte *Fringing-Effekte* auf, d.h. die Feldlinien breiten sich nicht normal zwischen Patch und Groundplane aus, sondern nehmen einen geometrieabhängigen, abweichenden Verlauf an. Aufgrund dieser Einflüsse muss zunächst eine wirksame relative Permittivität als Kombination der relativen Permittivitäten des gewählten Substrats und Luft berechnet werden. Die Berechnung ist dabei höchst geometrieabhängig und analytisch kaum durchführbar. Aus diesem Grund basieren die meisten heute verfügbaren Berechnungsmethoden auf Näherungsformeln. Für eine Microstrip-Struktur mit rechteckigem Kupferbelag kann

die folgende Näherung zur Bestimmung der wirksamen relativen Permittivität und somit der Wellenausbreitung auf der Antenne zu Rate gezogen werden [Bal05]:

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (4.4)$$

wobei h die Substratdicke und $W = b$ die Breite des Antennenpatches beschreibt. Letztere ist abhängig von den für den Betrieb gewünschten Feldmoden. Häufig werden nahezu quadratische Geometrien verwendet, um die parallele Ausbreitung zweier dominanter Moden anzuregen. Eine typische Näherungsformel zur Berechnung von W wird in diesem Fall gegeben zu [Bal05]:

$$W = \frac{c_0}{2f} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (4.5)$$

Bei der vorliegenden Struktur wurde die Breite allerdings verringert, um Platz zu sparen und einen kompakteren Transponder realisieren zu können. Diese Verkleinerung wirkt sich auf die wirksame relative Permittivität und somit den Verkürzungsfaktor der Antenne aus. Gleichzeitig führt sie zu einer Verringerung der Antennenimpedanz, was sich im Fall der verwendeten, niederimpedanten RFID-ICs als Vorteil erweist und die Impedanzanpassung erleichtert. Die Länge des Antennenpatches $L = a$ kann, unter der Voraussetzung $\mu_r = 1$, durch Miteinbeziehen des Verkürzungsfaktors wie folgt ermittelt werden [Bal05]:

$$L = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{c_0}{2f \cdot \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (4.6)$$

An dieser Stelle sei noch eine weitere Besonderheit der Microstrip-Technologie erwähnt. Nach Hammerstad [Ham75] können die abstrahlenden Enden entlang der Patchbreite als zwei strahlende Schlitzte angesehen werden, welche die Energie normal zur Massefläche abgeben. Die Verteilung der tangentialen und normalen Feldkomponenten am Ende eines leerlaufenden Microstrip-Schaltkreises, wie er durch die Antennenstruktur dargestellt wird, bewirkt eine Veränderung der elektrischen Länge. Dadurch vergrößert sich die Antennenlänge um einen Betrag, den Hammerstad mittels der folgenden Formel berechnet:

$$\Delta L = 0,412 \cdot h \frac{(\epsilon_{r,eff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{r,eff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (4.7)$$

Aufgrund dieser Abweichung wird häufig die Näherung $L \approx 0,48\lambda_g - 0,49\lambda_g$ zur Berechnung der Länge rechteckiger Microstrip-Antennenstrukturen in der Literatur angegeben.

Neben der Permittivität des Dielektrikums stellt dessen *dielektrischer Verlustfaktor* $\tan \delta$, engl. Dissipation Factor, ein wichtiges Maß zur Bestimmung der Antennenperformance dar. Dieser gibt an, welcher Teil der zur Verfügung stehenden Feldenergie im Substrat verloren geht und somit nicht mehr für eine Funkübertragung zur Verfügung steht. Die Verluste setzen sich aus ohm'schen Verlusten in Folge der Leitfähigkeit des Substrats (frequenzunabhängig) und dielektrischen Verlusten, bedingt durch Polarisationswechsel der Ladungsträger im Substrat (frequenzabhängig), zusammen [Zha02]. Da die relative Permittivität eines Dielektrikums komplexwertig ist, kann sie in eine reelle und eine imaginäre Komponente zerlegt werden. Es gilt:

$$\epsilon_r = \epsilon_{r,re} + j\epsilon_{r,im} \quad (4.8)$$

Der dielektrische Verlustfaktor beschreibt dabei das Verhältnis des reaktiven Anteils zum Wirkanteil des ϵ_r . Es gilt:

$$\tan \delta = \frac{\epsilon_{r,im}}{\epsilon_{r,re}} \quad (4.9)$$

Maßgebend für die Anpassung der Antennen- an die Chipimpedanz ist die horizontale Position des Einspeisepunkts am Patch durch die beiden symmetrischen Speiseleitungen. Da sich die Impedanz der Antenne über die Länge der Struktur transformiert, kann durch eine horizontale Verschiebung der Einspeisepunkte auch die Einspeiseimpedanz und somit die Anpassung an die Impedanz des RFID-Chips maßgeblich verändert werden. In der geometrischen Mitte der Antenne befindet sich ein Nulldurchgang der Impedanz. Zu den Antennenenden hin nimmt die Impedanz jeweils zu. Dieser Verlauf entspricht der amplitudenmäßigen Verteilung einer stehenden Welle, welche sich auf dem Patch ausbreitet. Für größere Chipimpedanzen muss der Einspeisepunkt demnach nach außen in Richtung der offenen Antennenenden, für geringere Impedanzen in Richtung Patchmitte verlegt werden. Zur Anpassung des RFID-ICs an die Antenne wird eine konjugiert komplexe Leistungsanpassung vorgenommen. Für die Impedanzen von Antenne und RFID-Chip gilt:

$$Z_A = R_A \pm jX_A = Z_{IC}^* = R_{IC} \mp jX_{IC} \quad (4.10)$$

wobei Z_A die komplexe Eingangsimpedanz der Antennenstruktur und Z_{IC} die des RFID-Chips bezeichnet. R_A und R_{IC} stehen dabei für die Wirkanteile der Impedanzen, X_A und X_{IC} bezeichnen die zugehörigen Reaktanzen. Eine ideale Anpassung an die typischerweise kapazitive Impedanz des RFID-Chips (vgl. Anhang A.2) resultiert somit in einer induktiven Antennenimpedanz. Das induktive Verhalten der Eingangsimpedanz wird durch die mittig positionierte Verbindungsleitung (engl. Shorting Stub bzw. Inductive Stub) zwischen den beiden Einspeiseleitungen für den Chip realisiert. Durch eine vertikale Verschiebung dieser Leitung kann der induktive Anteil der Antennenimpedanz variiert werden.

Die beschriebene Struktur weist eine sehr gute Entkopplung zum Untergrund und eine ausgeprägte Richtcharakteristik auf, was sie besonders zur Anwendung auf kritischen Oberflächen qualifiziert. Abbildung 4.3 stellt die Antennenstruktur nach [Eun04] dar.

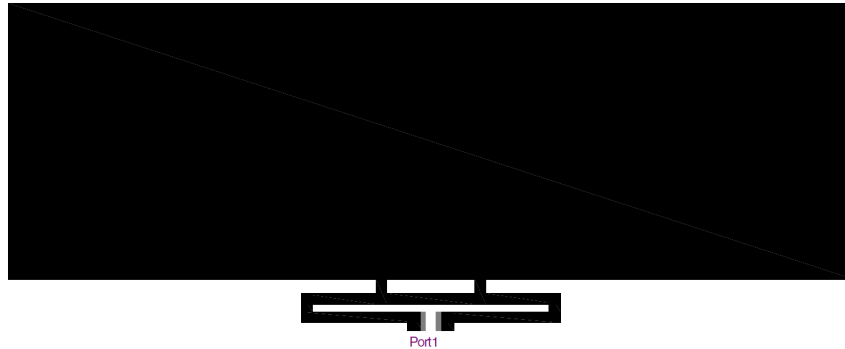


Abbildung 4.3: Simulationsmodell der Antennenstruktur [Eun04]

4.1.2 Auswahl der Systemkomponenten zur Evaluation des Antennendesigns

Da sich das beschriebene Konzept auf eine kostengünstige Integration mittels geeigneter Verfahren fokussiert, ist deutlich erkennbar, dass sich diskret realisierte RFID-Sensor-Lösungen wie WISP als eher ungeeignet erweisen. Der vom Fraunhofer IPMS realisierten Lösung fehlt es an einem ausgeklügelten Energiemanagement. Außerdem war diese Lösung zum Zeitpunkt der Evaluation des Konzepts noch nicht verfügbar. Deshalb fiel die Wahl zur Verifikation des Gesamtkonzepts auf eine kombinierte Lösung aus einem P2110 Powerharvester[®] von Powercast und dem IDS SL900A Sensordatenlogger-IC. Beide Komponenten zeichnen sich durch einen hohen Integrationsgrad ohne die Notwendigkeit einer komplexen externen Beschaltung aus, was sie für die angestrebte Systemlösung sehr interessant macht. Weiterhin ist der Wirkungsgrad des ursprünglich für GSM entwickelten Energy-Harvesting-Chipsatzes herausragend. Mit diesem Chipsatz kann ein weitaus höherer Energiebetrag aus dem elektromagnetischen Fernfeld entnommen werden als dies mit den in einige RFID-Chips bereits integrierten Gleichrichterschaltungen möglich ist. Außerdem bietet der P2110 ein integriertes Energiemanagement mit Spannungsregler, -stabilisator und geschalteter Ausgangsstufe (Booster). All diese Funktionalitäten eröffnen dem so realisierten System eine breite Palette an möglichen Anwendungen bei gleichzeitig reduziertem Fertigungsaufwand. Seitens des RFID-Datenloggers gibt es keine adäquaten Alternativen, da es sich beim SL900A um den ersten kommerziell verfügbaren RFID-Datenlogger mit externem SFE und zugleich integriertem Temperatursensor handelt. Der SL900A

weist ebenfalls eine sehr gute hochfrequenztechnische Performance auf. Die Empfindlichkeit liegt bei -15dBm , was einerseits - verglichen mit handelsüblichen RFID-ICs - ein durchaus guter Wert ist, andererseits auch mit der Eingangsempfindlichkeit des Powerharvesters, welche mit -11dBm angegeben ist, vergleichbar ist. Dies kommt wiederum einer gleichförmig performanten Realisierbarkeit des Gesamtsystems zu Gute.

4.1.3 Dual-Feed-On-Metal-Antennenkonzept für kritische Untergründe

Als ein erster Ansatz in Richtung eines Zwei-Antennen-Konzepts kann das in Anhang A.5 beschriebene Konzept zur parallelen Fertigung zweier gedruckter Dipole auf einem PCB betrachtet werden. Dieses Konzept zur Kopplung der beiden verwendeten ICs bietet zwar eine gute Performance im freien Raum und eignet sich, insbesondere aufgrund der geometrisch einfachen Strukturen, welche problemlos auf einem preisgünstigen Standardsubstrat realisiert werden können, für Low-Cost-Anwendungen. Das Design funktioniert allerdings aufgrund der Rundstrahleigenschaften seiner gedruckten Antennendipole im Umfeld metallischer Oberflächen nur sehr eingeschränkt. Die Reichweite beim direkten Aufbringen auf Metall reduziert sich so drastisch, dass der Mehrwert eines Fernbereichs-UHF-RFID-Systems nicht mehr gegeben ist. Aus diesem Grund ist es sinnvoll, für das beschriebene Konzept eine geeignete Antennenstruktur zu entwickeln, welche uneingeschränkt auch auf leitenden Oberflächen funktioniert. Das folgende Teilkapitel beschreibt das simulationsgestützte Design einer On-Metal-Antennenstruktur für Dual-Feed-Applikationen. Die Vorgehensweise wurde sinngemäß im Rahmen der *Smart SysTech 2012, European Conference on Smart Objects, Systems and Technologies* vorgestellt und innerhalb einer eigenen Veröffentlichung mit dem Titel *Dual-Feed On-Metal Antenna Design for High-Performance, Radio-Powered UHF RFID Sensors* [Fli12] im ITG-Fachbericht Band 235 des VDE [dEuIe] und unter dem Online-Verzeichnis IEEE Xplore [oEI] publiziert.

Basis der Weiterentwicklung stellt die eingangs beschriebene Antennenstruktur nach Madhuri Eunni [Eun04] dar (vgl. Abbildung 4.3). Innerhalb der Darstellung in Anhang A.2 wird gezeigt, dass die rechteckige Antennenstruktur mit symmetrischem Feed-Line-Matching eine sehr gute Performance, insbesondere auch auf leitenden Oberflächen, aufweist. Zur Kopplung der RFID-Funktionalität mittels einer Energy-Harvesting-Lösung wird nun die Erweiterung der Antennenstruktur um einen zweiten Port mit abweichender Eingangsimpedanz untersucht. Dabei wird das Substratmaterial *DiClad 880* des Herstellers Arlon [fEM07] verwendet, welches sowohl in der Simulation als auch im messtechnischen Vergleich die höchste Reichweite erzielte (vgl. Anhang A.2). Die geometrische Länge des Patches beträgt bei diesem Material, welches eine relative Permittivität von 2,17 und eine Dicke von 2,36mm aufweist, 119mm. Um den ursprünglichen Patch, welcher auf die Eingangsimpedanz des RFID-ICs von Alien Technology [Tec12] angepasst war, für beliebige Impedan-

zen verwenden zu können, wird das Anpassnetzwerk an der Patchkante modifiziert. Durch Entfernen des induktiven Stubs zwischen den symmetrischen Feed-Lines wird die Parallelinduktivität eliminiert. Zu Beginn der Optimierung des Anpassnetzwerks ist darauf zu achten, dass die später verwendeten Chips geometrisch zwischen die Enden der Anpassleitungen passen. Aus diesem Grund wird die Länge der vertikalen Speiseleitungen auf 10mm gesetzt. Da sich die Impedanz des Antennenpatches im dominanten TM_{10} -Mode über die Länge des Patches signifikant ändert, kann eine Anpassung an eine reelle Impedanz von 50Ω (Eingangsimpedanz des Energy-Harvesting-Chips) durch Versetzen der Speisepunkte an der Patchkante erfolgen. Da die Eingangsimpedanz des Patches hin zu seinen Enden zunimmt, wirkt die Vergrößerung des Abstands zwischen den symmetrischen Speisepositionen proportional zu einer Erhöhung der Eingangsimpedanz. Für die Breite der Feed-Lines muss ein Kompromiss gefunden werden. Die gemäß Wheeler [Whe77] und Hammerstad [Ham75] resultierende, große Leitungsbreite im Fall einer 50Ω -Leitung ist nicht realisierbar, da auf dem PCB aufgrund der beengten Verhältnisse keine Kontaktierungen an den Pins der verwendeten ICs mehr möglich wären. Es wird an dieser Stelle eine Leitungsbreite von $1,5\text{mm}$ gewählt (entspricht für das verwendete Substrat einer Leitungsimpedanz von 112Ω), da sich dieser Wert angesichts der Geometrien von Patch und ICs gerade noch realisieren lässt. Nachfolgend wird die optimale Speiseposition mittels Parameter Sweep innerhalb Microwave Studio evaluiert. Für einen Abstand von 40mm zwischen den Anpassleitungen wird eine adäquate Anpassung in Höhe von ca. -8dB bei der Resonanzstelle von 868MHz erzielt. Zur Veranschaulichung der hier beschriebenen Optimierungen ist das angepasste Simulationsmodell in Abbildung 4.4 dargestellt.

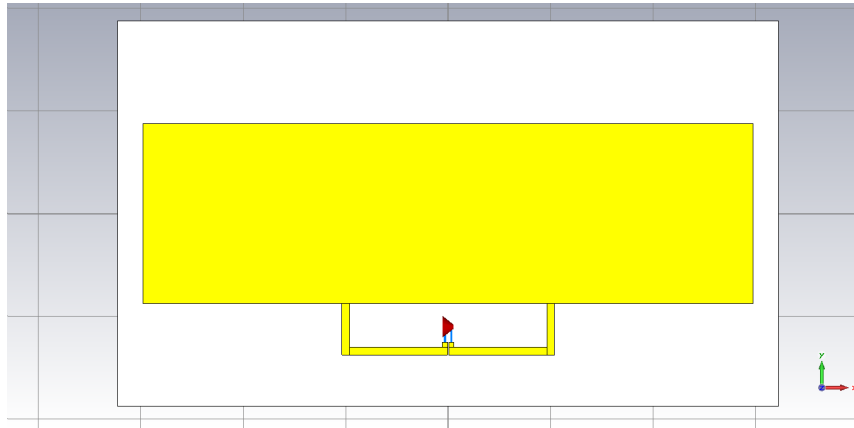


Abbildung 4.4: Simulationsmodell der Antennenstruktur nach Optimierung der Eingangsimpedanz auf 50Ω

Um die Antennenstruktur mittels eines zweiten Abgriffs für Dual-Feed-Anwendungen anzupassen, wird das an einer der beiden Längskanten des Patches realisierte Anpassnetzwerk gespiegelt und an die gegenüberliegende Patchkante gesetzt. Ziel ist es, das zweite Anpassnetzwerk auf die Eingangsimpedanz des verwendeten Datenlogger-ICs anzupassen. Diese beträgt $31\Omega - j320\Omega$, wobei der Imaginärteil dieser Impedanz im ersten Schritt nicht weiter betrachtet wird und eine Anpassung der Speiseposition hinsichtlich des Realteils der Impedanz erfolgt. Durch einen Parameter Sweep des zweiten Anpassnetzwerks hinsichtlich der Position der Speiseleistung wird eine gute Anpassung an 31Ω in Höhe von ebenfalls ca. $-8dB$ für den Abstand $18,46mm$ zwischen den Feed-Lines erzielt. Diese Optimierung ist gültig für den Fall, dass der gegenüberliegende Port mit der Zielimpedanz 50Ω abgeschlossen ist. Grundsätzlich kann beobachtet werden, dass das Anbringen des zweiten Portabgriffs einen Einfluss auf das Resonanzverhalten der Antennenstruktur hat. Es bewirkt eine leichte Verschiebung der Resonanzstelle hin zu höheren Frequenzen. Um die gewünschte Resonanzfrequenz beizubehalten, erfolgt eine Kompensation der Verschiebung durch Erhöhung der Resonanzlänge des Patches um $2mm$ von den ursprünglich für DiClad 880 berechneten $119mm$ auf $121mm$.

Da die vorliegende Struktur symmetrische Anpassleitungen besitzt, sind auch die zwischen den Leitungsenden herrschenden Impedanzen symmetrisch. Für die Verwendung einfacher RFID-Chips ist dies durchaus zweckmäßig, da diese oftmals ebenfalls symmetrische Eingänge mit vergleichsweise geringen Eingangsimpedanzen besitzen. Im hier beschriebenen Fall weisen die zwei verwendeten ICs allerdings Single-Ended-Eingänge auf. Die unsymmetrischen Schaltkreise können jedoch problemlos an den symmetrischen Anpassleitungen betrieben werden. Es ist lediglich darauf zu achten, dass eine Entkopplung der Gleichstrom- und Hochfrequenzanteile vorgenommen wird, da durch die interne Beschaltung der ICs die Massepotenziale für DC und HF zusammengelegt sind und es ansonsten zu starken Performanceeinbußen kommen kann.

Impedanzanpassung mittels diskreter Komponenten

Um die Antennenstruktur an die Chipimpedanzen möglichst genau anpassen zu können, werden zunächst weitere Pads in die Simulation mit eingebracht. Da jede Kupferfläche bei der Nutzfrequenz durch ihre parasitären Eigenschaften Einfluss auf die Anpassung der Chips haben kann, wird zunächst das für die spätere Prototypenphase notwendige Chip-Layout auf dem Substrat simulationstechnisch aufgebaut. Dabei gestaltet sich dieses für den Energy-Harvesting-IC aufgrund der großen Bauform als einfach. Hier müssen lediglich die Leitungsenden an die Anschlüsse des Chips herangeführt werden. Da sich der Chip bereits ab Werk auf einem kleinen Trägerboard befindet, kann dieser später einfach aufgeklebt werden. Am gegenüberliegenden Port müssen zumindest alle relevanten Kontaktpads des SL900A vorgesehen werden. Da der IC direkt auf das PCB gelötet wird, werden die umliegenden Pads an allen vier

Kanten des Chips vollständig modelliert. Die elektrisch nicht relevanten Pads dienen später der mechanischen Fixierung des Chips auf dem PCB.

Die komplexe Eingangsimpedanz des SL900A wird mittels Serienschaltung eines 31Ω -Widerstands mit einem Kondensator des Werts $0,57299pF$ realisiert. Letzterer dient der Modellierung des Imaginärteils der Chip-Eingangsimpedanz und berechnet sich wie folgt:

$$C = \frac{1}{\omega \cdot X_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 868MHz \cdot 320\Omega} \quad (4.11)$$

wobei $\omega = 2\pi f$ ist und f für die Nutzfrequenz sowie X_C für die Reaktanz 320Ω steht. Aufgrund des Einflusses der zusätzlichen Chip-Pads verstimmt sich das Anpassnetzwerk, was die nachfolgende Simulation belegt. Um wiederum die korrekte Eingangsimpedanz zu erhalten, werden mittels des Smith-Chart-Tools (vgl. Abbildung A.32), welches Bestandteil von Agilent ADS ist, zusätzliche diskrete Komponenten zur Optimierung des Anpassnetzwerks ermittelt. An Port 1 (SL900A) erfolgt eine Serienschaltung einer Induktivität des Werts $60nH$, welche maßgeblich der konjugiert komplexen Anpassung im Verhältnis zur kapazitiven Chipimpedanz dient. Durch Parallelschaltung einer weiteren Induktivität des Werts $150nH$ wird der Einfluss der Löt-pads ausgeglichen und es resultiert eine gute Anpassung an Port 1 von $-16,8dB$. An Port 2 (P2110) erfolgt eine Parallelschaltung eines $2,5pF$ -Kondensators zur Optimierung der Anpassung. Diese resultiert dort zu $-9,1dB$. Die beschriebene Beschaltung der Antennenstruktur zur Anpassung mittels diskreter Bauelemente ist anhand eines Ersatzschaltbilds in Abbildung 4.5 dargestellt.

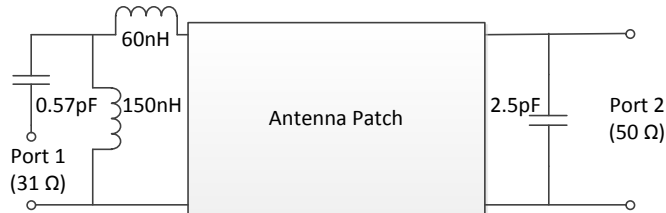


Abbildung 4.5: Ersatzschaltbild der Anpassung der Antennenstruktur mittels diskreter Bauelemente

Bei Betrachtung der Fernfeldeigenschaften ergibt sich allerdings ein Widerspruch zu den genannten guten Werten für die Anpassung der Eingangsimpedanz. An Port 1 beträgt der maximale Antennengewinn lediglich $-1,43dBi$ und an Port 2 sogar

nur $-3,81\text{dBi}$. Dies lässt den Schluss zu, dass durch die Verwendung vieler diskreter Komponenten für die Anpassung mehr Energie zwischen den einzelnen Bauteilen hin und her pendelt und weniger Energie zur Abstrahlung zur Verfügung steht. Diese These wird auch durch Betrachtung der Verteilung des elektrischen Felds auf dem Patch bestätigt (vgl. Abbildung 4.6). Ein Großteil der zur Verfügung stehenden Energie befindet sich hier im Bereich der Ports und diskreten Elemente, wohingegen vergleichsweise wenig Energie an den Antennenenden abgestrahlt wird. Basierend auf dieser Erkenntnis sollte ein effizientes Anpassnetzwerk aus einer geringeren Anzahl diskreter Komponenten bestehen, um Energieverluste durch parasitäre Schwingkreise zu vermeiden.

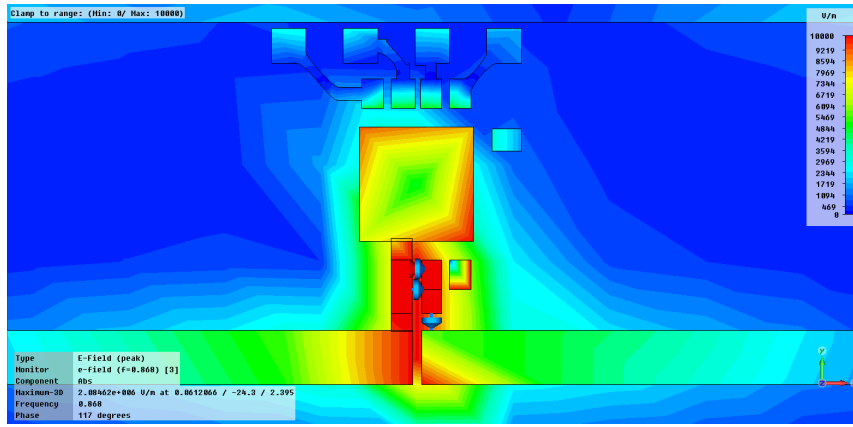


Abbildung 4.6: E-Feld-Verteilung an Port 1 bei diskreter Anpassung

Evaluation eines Feed-Line-Anpassnetzwerks

Um die beschriebenen Energieverluste durch zusätzliche diskrete Anpasskomponenten zu vermeiden, wird das Feed-Line-Anpassnetzwerk der Antennenstruktur hinsichtlich einer bestmöglichen Anpassung an die Chipimpedanzen im nächsten Schritt optimiert. Dazu werden die im vorangegangenen Schritt eingefügten diskreten Komponenten zunächst wieder entfernt. Zur Kompensation der Reaktanz des SL900A wird eine Induktivität des Werts $L = 58,675\text{nH}$ in Reihe zu Port 1 geschaltet. Der Wert resultiert aus der folgenden Formel:

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{320\Omega}{2 \cdot \pi \cdot 868\text{MHz}} \quad (4.12)$$

wobei $X_L = -X_C$ die Kompensationsreaktanz zur Elimination des reaktiven Impedanzanteils am Port darstellt. Nun wird, ohne dabei die Verwendung zusätzlicher Bauelemente in Betracht zu ziehen, der Offset (Position der symmetrischen Speisepunkte) des Feed-Line-Anpassnetzwerks an Port 1 iterativ vergrößert. Dies geschieht

durch einen weiteren Parameter Sweep. Das Resultat ist eine signifikante Verbesserung der Anpassung an Port 1, welche allerdings mit einer Verschlechterung der Anpassung an Port 2 einhergeht. Dies belegt die gegenseitige Abhängigkeit beider Antennenports von deren Anpassung, wobei die Resonanzstelle stets für beide Ports identisch ist. Um die Anpassung an Port 2 wieder zu verbessern, wird nun der Offset des Feed-Line-Anpassnetzwerks variiert. Eine sich verbessernde Anpassung an Port 2 führt hier wiederum zu einer sich verschlechternden Anpassung an Port 1. Es wird somit deutlich, dass zur Steigerung der Systemperformance ein Kompromiss für beide Ports gefunden werden muss. Eine verbesserte Anpassung an Port 2 reduziert außerdem den Antennengewinn an Port 1, wobei S_{11} gleich bleibt. Zur Verbesserung des S_{11} wird der Offset der Feed-Lines an Port 2 nun weiter variiert, allerdings mit dem Optimierungsziel, dass S_{11} anstelle S_{22} maximal wird. Es wird deutlich, dass der Eingangsreflexionsfaktor nur bedingt ein Maß für die Wahl einer optimierten Anpassung sein kann. Vielmehr ist es sinnvoll, die Optimierung dahingehend zu trimmen, dass für beide Ports ein vergleichbarer Antennengewinn resultiert. Dieser Ansatz wird im Folgenden dargestellt.

Optimierung hinsichtlich des Antennengewinns

Das vorhandene Simulationsmodell liefert nach Durchführung der beschriebenen Optimierungsschritte einen Antennengewinn von $-1,9dBi$ an Port 1 und $0,488dBi$ an Port 2. Da die Eingangsempfindlichkeiten von SL900A und P2110 in der gleichen Größenordnung liegen, wird deutlich, dass die bestmögliche Systemperformance erreicht werden kann, wenn beide Antennenports einen vergleichbaren Gewinn aufweisen. Zu diesem Zweck wird die Länge der Feed-Lines an Port 1 erneut variiert, wodurch die dortige Anpassung wiederum leicht verbessert wird. Durch eine nachfolgende, bewusste Verschlechterung der Anpassung an Port 2 durch Änderung der Position des zweiten Feed-Line-Anpassnetzwerks und Optimierung hinsichtlich des Gewinns an Port 1 wird schlussendlich eine vergleichbare Anpassung von ca. $-8dB$ an beiden Ports und ein äquivalenter Antennengewinn von ca. $-0,7dBi$ erzielt (vgl. Abbildung 4.7). Diese Werte sind für den verwendeten Antennentyp bereits sehr gut, da man davon ausgehen kann, dass eine Dual-Port-Antenne die empfangene Leistung stets auf beide Ports aufteilt und die maximalen Einzelgewinne somit $3dB$ unter dem maximalen Gewinn einer vergleichbaren Antennenstruktur mit nur einem Speiseport liegen. Die nahezu identischen, simulierten Richtdiagramme für den Antennengewinn beider Ports sind in Abbildung 4.7 dargestellt.

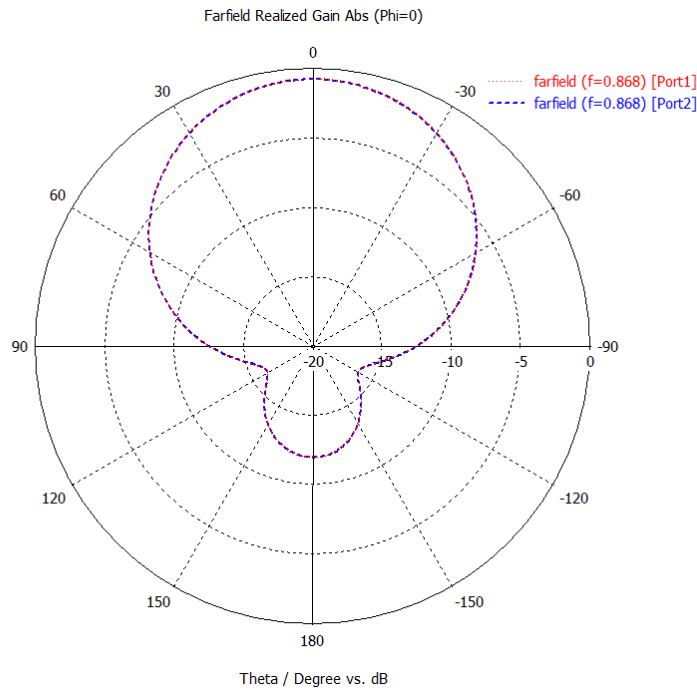


Abbildung 4.7: Antennengewinn an Port 1 und Port 2 nach Optimierung des Simulationsmodells

Verteilung des elektrischen Felds auf dem Antennenpatch

Bei der Betrachtung der Verteilung des elektrischen Felds auf der Oberfläche des Antennenpatches fällt auf, dass beim Feed-Line-Matching-Ansatz an den Ports wesentlich geringere Felder auftreten als beim vorherigen, diskret angepassten Modell. Im Gegensatz dazu sind die Felder an den abstrahlenden Patchenden für das Feed-Line-Matching-Modell wesentlich stärker, was zu einer erhöhten Abstrahlung, einem höheren Antennengewinn und somit zu einer optimierten Antennenperformance führt. Die Abbildungen 4.8 und 4.9 zeigen jeweils das Maximum der Felder an den Patchenden. Neben den abweichenden Beträgen der Feldstärke fällt auf, dass zwischen den beiden Modellen eine Phasenverschiebung hinsichtlich der Feldstärke um ca. 36° herrscht. Diese Phasenverschiebung lässt sich durch den Energieaustausch zwischen den diskreten Komponenten auf dem Antennenpatch erklären.

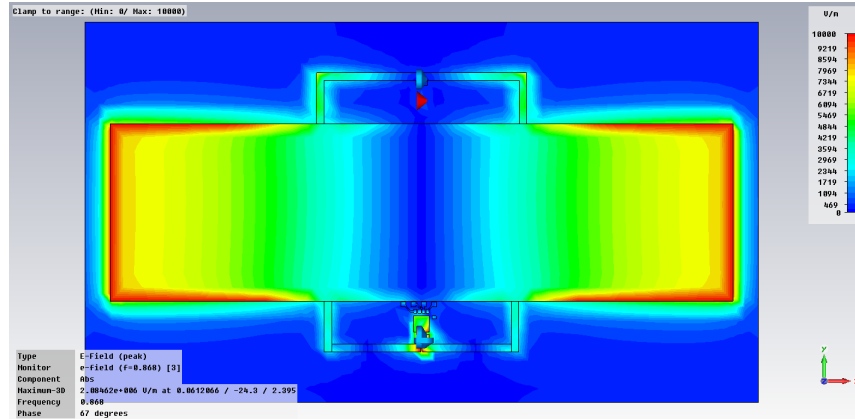


Abbildung 4.8: Diskrete Anpassung: Maximum der E-Feld-Verteilung

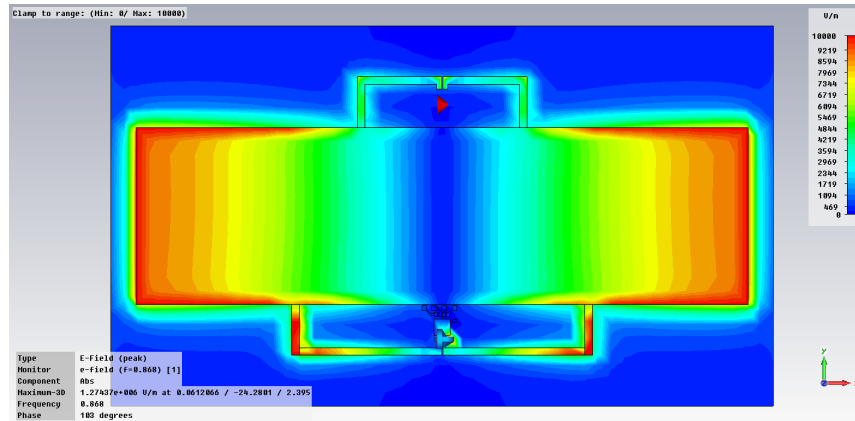


Abbildung 4.9: Feed-Line-Anpassung: Maximum der E-Feld-Verteilung

Wenn auch die quantitative Bestimmung der erwähnten Phasenverschiebung aufgrund der Vielzahl an Einflussgrößen wie parasitären Effekten und Bauteiltoleranzen sehr komplex ist, lässt sich ihre Existenz zumindest qualitativ mittels einer weniger komplexen ADS-Simulation nachbilden. Dieser Ansatz ist deshalb sinnvoll, weil er belegt, dass das Vorhandensein mehrerer diskreter Bauelemente innerhalb von Anpassnetzwerken zu ungewollten Verhaltensweisen führt. Die Vorgehensweise dient somit einer schnellen Abschätzung, ob das Einbringen diskreter Komponenten die Antennenperformance negativ beeinflusst.

Als Basis für die ADS-Simulation werden die S-Parameter-Daten für die blanken Antennenstruktur ohne Anpassnetzwerke in Form von *Touchstone*[®]-Daten (S-Parameter-Datenformat, entwickelt von Agilent Corporation [Teca]) aus Microwave

Studio exportiert. Anschließend werden selbige mittels einer $S2P$ -Komponente, welche einen Simulationsblock zur Integration externer Zwei-Port-S-Parameter-Daten darstellt, in ADS eingefügt und das Anpassnetzwerk wird für die beiden beschriebenen Fälle der diskreten sowie der Feed-Line-Anpassung modelliert. Zur Modellierung kommen ausschließlich ideale Bauelemente zum Einsatz. Nach erfolgter S-Parameter-Simulation resultiert eine Phasenverschiebung bei der Betrachtung von S_{21} zwischen beiden Modellen. Diese Phasenverschiebung ist nicht wertgleich mit der ermittelten Diskrepanz des E-Felds aus der CST-Simulation, da lediglich die S-Parameter und keinerlei Abstrahleigenschaften der Antenne mit einbezogen werden. Weiterhin können parasitäre Effekte durch unterschiedliche Positionierung der einzelnen diskreten Komponenten an den Ports nicht mit berücksichtigt werden. Dennoch dient die einfache ADS-Simulation als qualitativer Beleg für eine resultierende Phasenverschiebung zwischen den beiden Matching-Ansätzen. Abbildung 4.10 zeigt den simulationstechnischen Aufbau in ADS und Abbildung 4.11 das Resultat hinsichtlich des Phasenverlaufs von S_{21} .

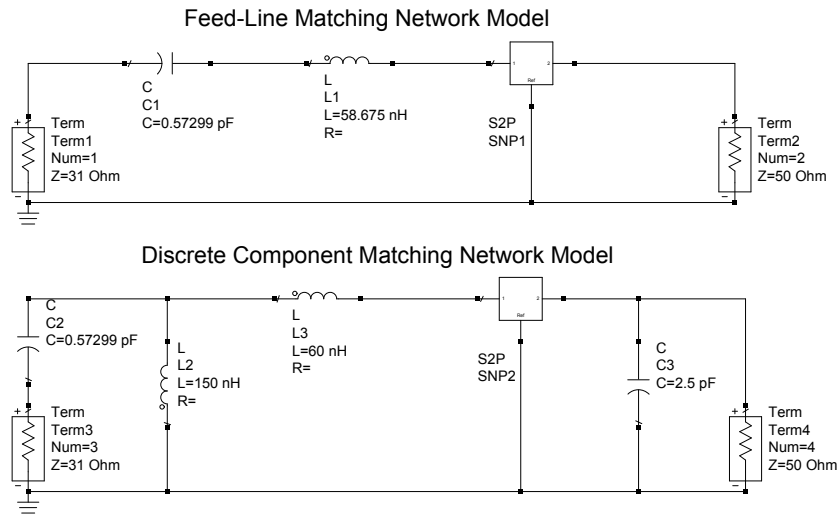


Abbildung 4.10: Nachbildung des Effekts der Phasenverschiebung zwischen den Ports anhand einer ADS-Simulation

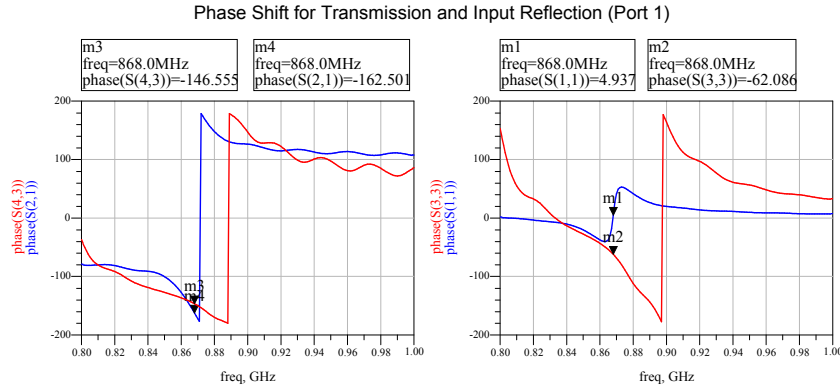


Abbildung 4.11: Ergebnisse hinsichtlich des Phasenverlaufs innerhalb der ADS-Simulation

Weiterhin ist anhand des Verlaufs des elektrischen Felds ersichtlich, dass sich an den scharfen Kanten bzw. 90°-Winkeln des Anpassnetzwerks vergleichsweise starke Felder ausbilden, was auf eine erhöhte Konzentration der elektromagnetischen Felder in diesen Bereichen zurückzuführen ist (vgl. [GBBI01]). Um diesen Effekt zu reduzieren, werden die Ecken aller Feed-Lines im Folgenden abgerundet. Diese Optimierung führt zu einer geringfügig verbesserten Energieübertragung über die Antennenstruktur und einer optimierten Abstrahlung.

Antennenpolarisation im Fernfeld

Aufgrund der rechteckigen Antennenstruktur ist eine lineare Polarisation und somit eine nahezu ideale Entkopplung der Fernfeldkomponenten zu erwarten. Dieser Umstand kann innerhalb der 3D-Simulationsumgebung untersucht werden, indem in einem definierten Abstand *Fernfeld-Probes* für E- und H-Feld positioniert werden. Um Nahfeldeffekte bei der Betrachtung ausschließen zu können, wird für die Probes ein ausreichender Abstand von $z = 1m$ gewählt. Die Probes werden dabei mittig in direkter Sichtverbindung der Antenne ausgerichtet. Ihre x - und y -Position ist somit gleich null. Die 3D-Simulation resultiert in einer beachtlichen Entkopplung der x - und y -Feldkomponenten. Die z -Komponenten sind erwartungsgemäß gleich null. Abbildung 4.12 zeigt die ermittelten Feldstärken in Abhängigkeit ihrer Ausbreitungsrichtung. Die Polarisationsentkopplung kann gemäß folgender Gleichungen bestimmt werden:

$$E_x - E_y = 16,68 \frac{dBV}{m} - \left(-25,32 \frac{dBV}{m} \right) = 42 \frac{dBV}{m} \quad (4.13)$$

$$H_x - H_y = -76,84 \frac{dBA}{m} - \left(-34,84 \frac{dBA}{m} \right) = -42 \frac{dBA}{m} \quad (4.14)$$

wobei E_i und H_i die zugehörigen Feldstärken in logarithmischem Maß für die Richtungen $i = x, y, z$ an der Position der Fernfeld-Probe angeben. Die E- und H-Felder sind zueinander orthogonal.

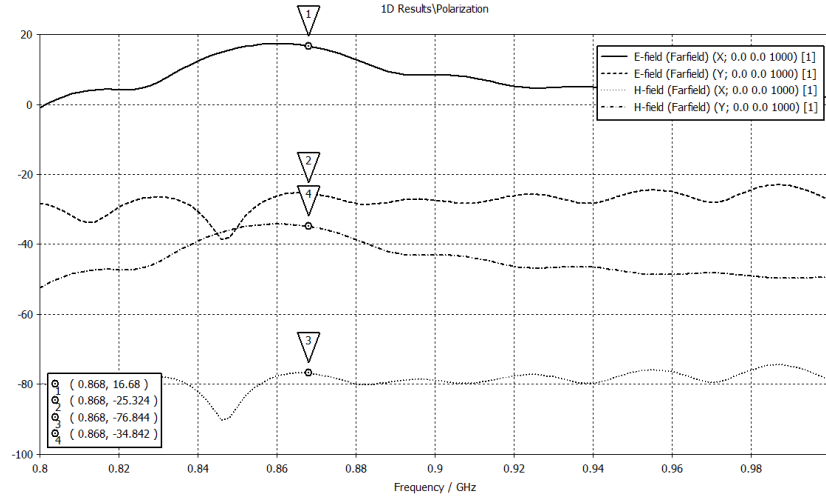


Abbildung 4.12: Polarisation der E- und H-Fernfelder als Ergebnis der 3D-Simulation

Optimierung des Simulationsmodells hinsichtlich Prototyping

Ziel der Simulationen ist die Entwicklung eines optimierten Antennenprototyps für das beschriebene RFID-Datenlogger-Konzept. Kritisch für eine prototypische Umsetzung ist hier in erster Linie die Anbringung der verschiedenen Komponenten auf dem PCB. Insbesondere der verhältnismäßig große Supercapacitor, welcher der Energiespeicherung auf dem PCB dient, muss möglichst platzsparend auf der Platine untergebracht werden, was sich als schwierig erweist, da der Antennenpatch das PCB großflächig ausfüllt. Da sich in der Mitte des Antennenpatches allerdings ein Nulldurchgang der Antennenimpedanz befindet und gemäß Betrachtung der E-Felder dort keine signifikante Feldstärke zu erwarten ist, könnte der Kondensator, welcher von einem Metallgehäuse umschlossen ist, in der Antennenmitte direkt auf dem Patch montiert werden. Dieser Ansatz kann simulationstechnisch untersucht werden, indem die geometrische Struktur des Kondensators mittels Microwave Studio modelliert wird. Damit sich der Kondensator später auf dem Patch durch Auflöten fixieren lässt, wird an der unteren Patchkante die Kupferkaschierung um einige Millimeter erweitert. Dies stellt gemäß der Feldverteilung ebenfalls keinen kritischen Eingriff in

das Arbeitsprinzip der Antenne dar. Abbildung 4.13 zeigt das Simulationsmodell und Abbildung 4.14 die Feldverteilung, welche durch die 3D-Simulation ermittelt wurde. Die Montageposition des Kondensators erweist sich demnach als unkritisch. Das Kondensatorgehäuse hat nahezu keinen Einfluss auf die Feldverteilung auf der Antenne. Tatsächlich wird durch die vergrößerte elektrische Masse (Impedanz-Nulldurchgang) aufgrund des Kondensatorgehäuses die Richtcharakteristik der Antenne sogar positiv beeinflusst. Der Antennengewinn resultiert zu $1,04\text{dBi}$ für Port 1 und $0,582\text{dBi}$ für Port 2. Abbildung 4.15 stellt den Antennengewinn für beide Ports in Abhängigkeit der Frequenz dar.

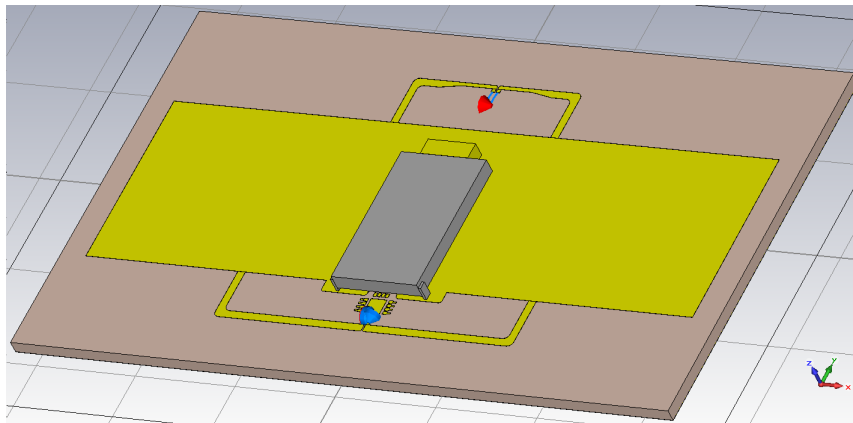


Abbildung 4.13: Simulationsmodell mit modelliertem Kondensatorgehäuse

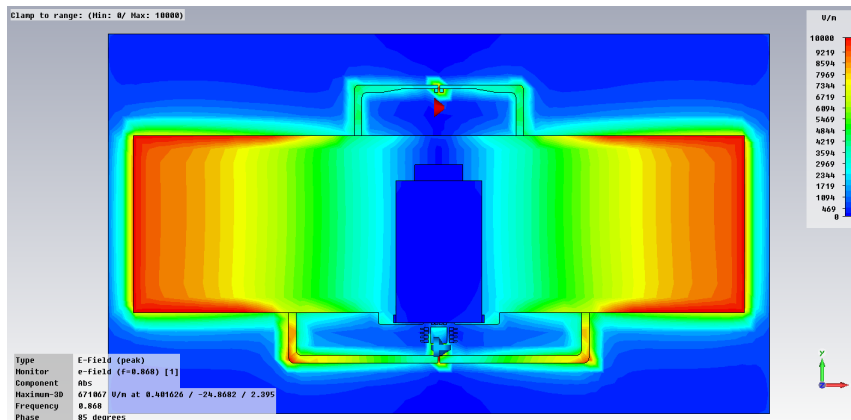


Abbildung 4.14: Verlauf des E-Felds bei Simulation mit Kondensatorgehäuse

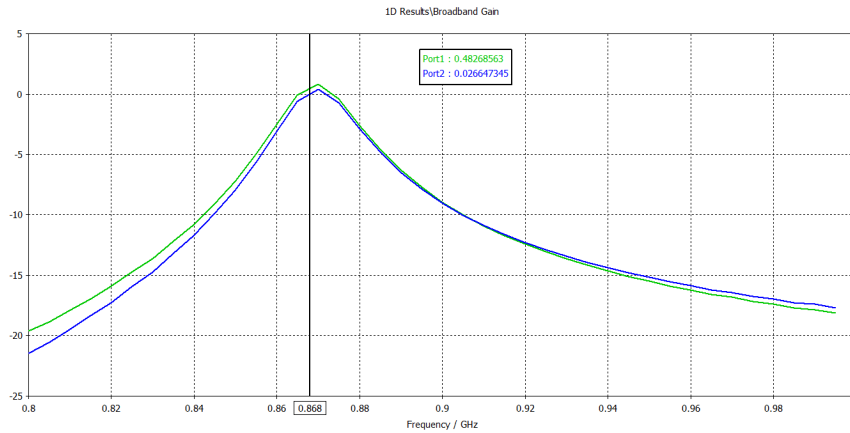


Abbildung 4.15: Broadband Gain (frequenzabhängiger Antennengewinn) des Simulationsmodells mit Kondensatorgehäuse

Durch erneute Verlängerung des Feed-Line-Anpassnetzwerks an Port 1 um 3mm können Anpassung und Antennengewinn für beide Ports nochmals geringfügig verbessert werden. Die resultierenden Werte sind in Tabelle 4.1 wie folgt dargestellt:

Parameter	Simulation „alt“	Simulation „+3mm“
S_{11}	-12,22dB	-13,02dB
S_{22}	-10,09dB	-10,85dB
Real. Gain P1	1,04dBi	1,16dBi
Real. Gain P2	0,582dBi	0,79dBi

Tabelle 4.1: Vergleich der Simulationsergebnisse nach Verlängerung der Feed-Lines

4.2 Modellierung und analytische Berechnung der Antennenparameter

Das folgende Kapitel zeigt verschiedene Ansätze zur Modellierung der Antennenstruktur auf. Ziel der Modellierung ist die Evaluation bzw. Kombination geeigneter analytischer Berechnungsmethoden zur Verifikation der simulationstechnischen Ergebnisse. Trotz des Fortschritts hochentwickelter Simulationssoftware ist die analytische Betrachtung verschiedener Sachverhalte nach wie vor sinnvoll, insbesondere da sich durch diesen Ansatz komplexe Probleme in Teilaspekte untergliedern lassen, welche durch geeignete analytische Berechnungen untersucht werden können. Oftmals bieten diese Ansätze auch im Vergleich zur dreidimensionalen Feldsimulation effizien-

entere Algorithmen, da diese exakt auf das Problem angepasst werden können. Dies spart Simulationszeit und offenbart wichtige Erkenntnisse über die Funktionsweise des Gesamtsystems sowie seiner Bestandteile.

Das dargestellte Antennenkonzept ist im Zuge der analytischen Betrachtung in verschiedene Komponenten zerlegbar. Der Antennenpatch als strahlendes Element kann mithilfe verschiedener Techniken modelliert und analytisch berechnet werden. Im folgenden Kapitel werden dafür zwei geeignete Ansätze aufgezeigt: die Modellierung der Antennenstruktur als Microstrip-Leitung mittels *Transmission-Line-Modell* sowie der Ansatz des *Cavity-Modells*, welcher eine verhältnismäßig genaue und effiziente Berechnung unter Einbeziehung der Verlustmechanismen der Antenne ermöglicht. Der Dual-Feed-Ansatz wird mit Hilfe einer Optimierung des Cavity-Modells zur Bestimmung der Z-Parameter bei mehreren Speisepunkten behandelt. Die Anpassung der Chipimpedanzen an die Antennenimpedanz durch Transmission Lines wird mittels Leitungstheorie analytisch durchgeführt.

In Kapitel 4.2.5 wird ein elektrisches Ersatzschaltbild für die gesamte Struktur hergeleitet. Dieses dient der effizienten Berechnung wichtiger Kenngrößen wie Eingangsimpedanz, Strahlungswiderstand und Antennengewinn anhand einfacher elektrischer Zusammenhänge. Weiterhin stellt es ein simples Simulationsmodell bereit, welches bei der Entwicklung neuer bzw. Optimierung vorhandener Lösungen zur Vorhersage der Systemperformance mittels Schaltungssimulation mit einbezogen werden kann.

4.2.1 Transmission-Line-Modell

Ein einfaches Modell zur Beschreibung der Eigenschaften einer Microstrip-Antenne stellt das Transmission-Line-Modell dar. Dabei wird eine rechteckige Patchantenne auf einem Substrat der Dicke h als Mikrostreifenleitung der Länge a und Breite b angesehen. Eine Berechnung der wichtigsten Parameter wie Eingangsimpedanz und Resonanzfrequenz in Abhängigkeit der Strukturgeometrien und Materialeigenschaften ist somit möglich. Basis des Modells bilden die von Hammerstad [Ham75] entwickelten, teilweise empirischen Gleichungen zur Bestimmung der Parameter einer Mikrostreifenleitung.

Das Modell beschränkt sich auf die Beschreibung rechteckiger Strukturen. Der Einfluss der anregenden Probe kann nur sehr begrenzt in die Berechnung mit einbezogen werden. Trotz dieser Beschränkungen ist das Modell für eine Abschätzung der Antennenperformance durchaus geeignet, insbesondere da die Berechnungen wenig rechenintensiv und gut nachvollziehbar sind.

Basierend auf den von Hammerstad [Ham75] entwickelten Leitungsgleichungen für eine Mikrostreifenleitung auf einem Substrat, hat Sengupta [Sen83] ein Modell zur Berechnung der Parameter einer rechteckigen Patchantenne entwickelt. In Abbildung 4.16 ist das Ersatzschaltbild des Modells dargestellt. Die Anregung der Antennen-

struktur erfolgt hierbei punktförmig. Sengupta stellt jedoch einen Korrekturfaktor für die Resonanzfrequenz bereit, welche den tatsächlichen Radius der anregenden Probe mit in die Berechnung einbezieht.

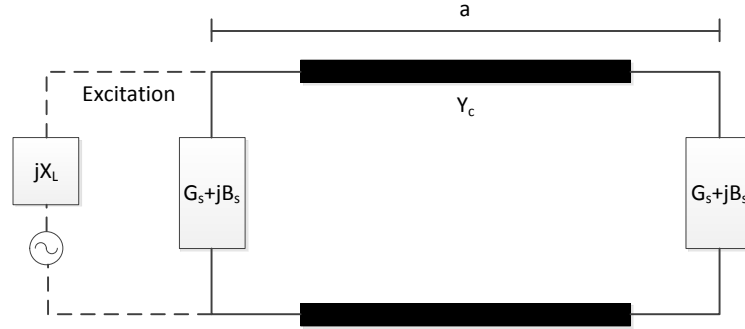


Abbildung 4.16: Ersatzschaltbild des Transmission-Line-Modells

Die Zusammenhänge zwischen den einzelnen Größen sind wie folgt beschrieben [Sen83]:

$$Y_c = \frac{1}{Z_c} = \frac{b\alpha\sqrt{\epsilon_r}}{\eta_0 h} \quad (4.15)$$

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (4.16)$$

$$\beta = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r} = k_0\sqrt{\epsilon_{r,eff}} \quad (4.17)$$

$$\alpha = 1 + 1,393\frac{h}{b} + 0,667\frac{h}{b} \ln\left(\frac{h}{b} + 1,444\right) \quad (4.18)$$

Dabei bezeichnet Y_c den charakteristischen Leitwert einer äquivalenten Microstrip-Leitung, $\omega = 2\pi f$, a die Länge, b die Breite des Patches und h die Höhe des Substrats sowie η_0 den Wellenwiderstand des freien Raums. ϵ_r steht für die relative Permittivität bzw. die Dielektrizitätszahl des Substratmaterials und $\epsilon_{r,eff}$ für die effektive Dielektrizitätszahl der Microstrip-Struktur nach Hammerstad [Ham75] (vgl. 4.4). β steht für die Wellenzahl in Abhängigkeit der Permittivität des Substrats.

Das Modell betrachtet die beiden Antennenenden, an denen sich das Feld abschnürt, als strahlende Schlitze (Radiating Slots), deren charakteristische Impedanz

bzw. Admittanz durch den Strahlungsleitwert G_s (Realteil) und die Suszeptanz B_s (Imaginärteil) dargestellt werden. Die beiden Admittanzen transformieren sich über die Leitungslänge und bilden schlussendlich die für die Ansteuerung maßgebende Gesamtadmittanz Y_{in} . Die für die Antennenenden gültigen Parameter G_s und B_s können wie folgt bestimmt werden [Sen83]:

$$G_s = \frac{\beta h}{2\alpha\epsilon_{r,eff}} \quad (4.19)$$

$$B_s = \frac{\beta h}{\pi\alpha\epsilon_{r,eff}} \cdot \ln\left(\frac{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}2\pi e}{\gamma\beta}\right) \quad (4.20)$$

wobei $e = 2,71828$ die Eulersche Zahl und $\gamma = 1,78107 = e^{\approx 0,577}$ die Potenzfunktion der Eulerschen Konstante zur Basis e darstellt. Ungeachtet des Einflusses einer realen Anregung durch die Probe kann die Resonanzfrequenz des Patches wie folgt berechnet werden [Sen83]:

$$f_r = \left[\frac{1 - \frac{2h}{\epsilon_{r,eff}a\pi\alpha}}{1 + \frac{2h}{\epsilon_{r,eff}a\pi\alpha} \ln\left(\frac{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}2a}{\gamma h}\right)} \right] f_0 \quad (4.21)$$

wobei $f_0 = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_{r,eff}}}$ und $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \approx 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$ die Lichtgeschwindigkeit im freien Raum darstellt. Die Eingangsadmittanz Y_{in} kann nach Fang [Fan10] folglich als Kombination der sich transformierenden, charakteristischen Impedanz einer äquivalenten Microstrip-Leitung und den Terminierungen an den Radiating Slots dargestellt werden. Der mathematische Zusammenhang lautet hierbei:

$$Y_{in} = G_s + Y_c \frac{G_s + jY_c \tan(\beta a)}{Y_c + jG_s \tan(\beta a)} \quad (4.22)$$

Die Eingangsimpedanz als Kehrwert der Eingangsadmittanz resultiert folglich zu $Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}}$. Diese Berechnungsformel liefert bereits sehr genaue Werte mit einer Abweichung von weniger als 1% des absoluten Werts. Um den tatsächlichen Radius der anregenden Probe mit einzubeziehen, gibt Sengupta [Sen83] einen Korrekturfaktor für die Resonanzfrequenz wie folgt an:

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{h}{a}\right)^2 \left(\frac{b}{a}\right) \frac{1}{\alpha\epsilon_{r,eff}^2} \ln\left(\frac{2}{\gamma\pi r_0}\right) \quad (4.23)$$

Mittels der gegebenen Formeln können wichtige Parameter einer Microstrip-Antennenstruktur abgeschätzt werden. Zur genaueren Betrachtung der Anregung sowie der Strahlungseigenschaften wird im Folgenden ein Modellierungsansatz nach dem Cavity-Modell herangezogen.

4.2.2 Cavity-Modell

Das Cavity-Modell beschreibt einen im Vergleich zum Transmission-Line-Modell genaueren Ansatz zur analytischen Berechnung der Antennenparameter. Das Modell wurde bereits in mehreren wissenschaftlichen Veröffentlichungen für rechteckige und runde Antennenstrukturen evaluiert (vgl. [YTLR79], [RLH81], [CM81], [SAII06]). Es basiert auf der Berechnung der Eigenfunktionen der jeweils resonanten Moden, welche sich in einem an den Rändern von ideal magnetischen Wänden umschlossenen Raum, im Folgenden *Cavity* bzw. *Kavität* genannt, um die Antennenstruktur ausbilden, wenn Letztere an einem Punkt des Antennenpatches durch einen konstanten Strom angeregt wird. Die oberen und unteren Grenzen des Patches in z -Richtung werden dabei als ideal elektrisch angenommen, da hier die Groundplane unterhalb der Struktur und die Kupferkaschierung der Antennenstruktur an der Patchoberseite das Modell räumlich begrenzen. Aufgrund dieser Randbedingungen weist das E-Feld lediglich eine z -Komponente und das H-Feld nur (x, y) -Komponenten auf und innerhalb der Kavität bilden sich nur TM_z -Moden aus. Das Modell ist ausschließlich gültig für dünne Substrate ($h \ll \lambda$), da der Strom durch die anregende Probe in z -Richtung als konstant angenommen wird. Diese Beschränkung ist im Fall klassischer Microstrip-Strukturen allerdings nicht hinderlich, da die Substratdicken hier typischerweise im Vergleich zur Wellenlänge sehr klein sind. Abbildung 4.17 zeigt den zu Grunde liegenden Aufbau der Antennenstruktur unter Nennung der festgelegten geometrischen Größen zur Berechnung der Antennenparameter.

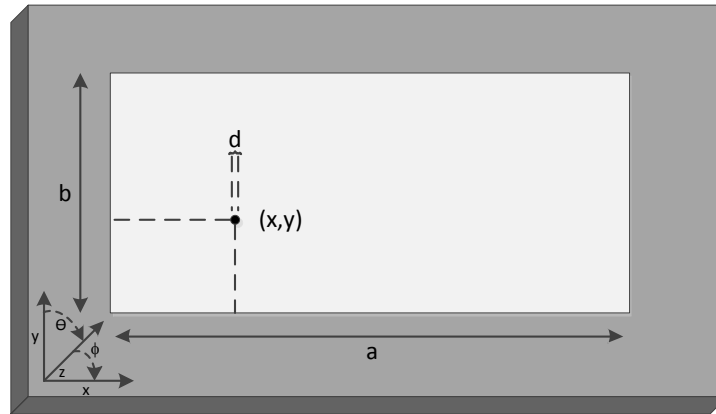


Abbildung 4.17: Darstellung der zu Grunde liegenden Geometrien zur Berechnung mittels Cavity-Modell

Die Eigenfunktionen zur Berechnung der resultierenden Moden basieren auf den Lösungen der Maxwell-Gleichungen unter den Randbedingungen des Cavity-Modells. Nach dem Induktionsgesetz gilt für harmonische Wechselfelder gemäß [Fan10] und [Bal89] generell:

$$H = \frac{j}{\omega\mu} \nabla \times E \quad (4.24)$$

wobei E und H für die elektrische bzw. magnetische Feldstärke stehen sowie $\nabla = \frac{\delta}{\delta x}, \frac{\delta}{\delta y}, \frac{\delta}{\delta z}$ den Nabla-Operator bezeichnet. Die verbleibende E_z -Komponente des elektrischen Felds resultiert aus der homogenen Wellengleichung (vgl. [SAII06], [Bal05]) und kann wie folgt dargestellt werden [SAII06]:

$$(\nabla^2 + k_{mnp}^2) E_z = j\omega\mu J_e \hat{z} \quad (4.25)$$

wobei J_e die Stromdichte der z -gerichteten Komponente des anregenden Stroms und E_z die Feldkomponente des E-Felds in z -Richtung beschreibt, $\omega = 2\pi f$ sowie k_{mnp} für die Eigenwerte (entsprechen den *Wellenzahlen*) in Bezug auf die jeweiligen Indizes steht. Die Angaben korrespondieren aufgrund der identischen Geometrien mit der Lösung der homogenen Wellengleichung für rechteckige Strukturen (vgl. Hohlleiter, [Bal89]). Die Eigenwerte folgen dem Zusammenhang:

$$k_{mnp}^2 = \omega_{mnp}^2 \mu \epsilon = k_m^2 + k_n^2 + k_p^2 \quad (4.26)$$

Die gemäß ihrer Indizes separierten Eigenwerte lauten:

$$k_m = \frac{m\pi}{a} \quad (4.27)$$

$$k_n = \frac{n\pi}{b} \quad (4.28)$$

$$k_p = \frac{p\pi}{h} \quad (4.29)$$

wobei a für die Länge und b für die Breite des Antennenpatches sowie h für die Dicke des Substratmaterials steht und die Indizes m, n, p ganzzahlige Werte darstellen, die in Kombination die zugehörigen Ausbreitungsmoden definieren. Dabei ist zu beachten, dass die Indizes in den angegebenen Veröffentlichungen teilweise in abweichender Reihenfolge verwendet werden. Dies beruht auf der anregungs- und geometrieabhängigen Definition der Ausbreitungsmoden und der damit verbundenen Anordnung von strahlenden und nicht strahlenden Antennenenden, die bei Anwendung der Formeln stets individuell zu berücksichtigen sind. Die hier dargestellte Herleitung stützt sich im Wesentlichen auf die Annahmen aus [YTLR79] und [RLH81], weshalb die nachfolgenden Formeln aus [CM81] hinsichtlich ihrer Indizes angepasst wurden. Aufgrund

der Beschränkung, dass h im Verhältnis zur Wellenlänge sehr klein ist, kann p vernachlässigt werden. Die verbleibende elektrische Feldkomponente in z -Richtung kann gemäß [CM81] aus der Summe des Produkts der Amplitudenkoeffizienten und Feldvektoren der ausbreitungsfähigen Moden wie folgt berechnet werden:

$$E_z = \sum_m \sum_n A_{mn} e_{mn}(x, y) \quad (4.30)$$

mit

$$A_{mn} = jI_0 \sqrt{\frac{\mu_0 h}{ab}} \frac{k_0 \chi_{mn}}{k_0^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \cos k_m x \cos k_n y \quad (4.31)$$

und

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi f}{c} \quad (4.32)$$

sowie

$$G_{mn} = \text{si} \left(\frac{m\pi d}{2a} \right) \cdot \text{si} \left(\frac{n\pi d}{2b} \right) \quad (4.33)$$

Die Parameter x und y stehen für die Position der Ankopplung des anregenden Ports auf dem Patch und I_0 für den Speisestrom, der bei (x, y) mittels eines z -gerichteten Mikrostreifens der effektiven Breite d in die Antennenstruktur eingepägt wird. f steht für die Frequenz, $\eta_o = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi\Omega \approx 377\Omega$ bezeichnet den Wellenwiderstand des freien Raums und $c = c_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \approx 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$ entspricht der Freiraum-Lichtgeschwindigkeit. Die Feldvektoren e_{mn} der resultierenden TM_z -Moden werden von Carver und Mink [CM81] für rechteckige Microstrip-Antennenstrukturen wie folgt angegeben:

$$e_{mn} = \frac{\chi_{mn}}{\sqrt{\epsilon_0 ab h}} \cos k_m x \cos k_n y \quad (4.34)$$

Der Koeffizient χ_{mn} ist dabei gemäß Tabelle 4.2 zu wählen [CM81]:

χ_{mn}	erste Bedingung	und/oder	zweite Bedingung
1	$m = 0$	und	$n = 0$
$\sqrt{2}$	$m = 0$	oder	$n = 0$
2	$m \neq 0$	und	$n \neq 0$

Tabelle 4.2: Parameter für χ_{mn} [CM81]

Unter Verwendung der vereinfachten Schreibweise [CM81], [YTLR79]:

$$\Phi_{mn} = \frac{\chi_{mn}}{\sqrt{ab}} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (4.35)$$

und der Formeln 4.30-4.33 kann E_z folglich dargestellt werden als [CM81]:

$$E_z = j\eta_0 k_0 I_0 \sum_m \sum_n \frac{\Phi_{mn}^2(x, y)}{k_0^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \quad (4.36)$$

Die innerhalb des Ausdrucks für G_{mn} dargestellten normierten Größen $\frac{d}{2a}$ bzw. $\frac{d}{2b}$ ergeben für die im Allgemeinen im Vergleich zur Patchlänge bzw. -breite erheblich kleinere Breite der Speiseleitung sehr geringe Werte. Die si-Funktion liefert somit stets annähernd den Wert 1, weshalb in einigen Veröffentlichung anstelle des Produkts zweier si-Funktionen der folgende approximierte Term für G_{mn} zu finden ist (vgl. [RLH81], [Fan10]):

$$G_{mn} = si^2\left(\frac{m\pi d}{2a}\right) \quad (4.37)$$

Für einen gegebenen Speisepunkt (x, y) ergibt sich die Eingangsimpedanz des Patches zu [CM81]:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_0} = \frac{-E_z h}{I_0} \quad (4.38)$$

V_{in} bezeichnet die an der Probe angelegte Eingangsspannung. Unter Verwendung der Formeln 4.36 und 4.38 ergibt sich (vgl. [RLH81], [CM81]):

$$Z_{in} = j\omega\mu_0 h \sum_{m,n} \frac{\Phi_{mn}^2(x, y)}{k_{mn}^2 - k_0^2} G_{mn} \quad (4.39)$$

Die Vorfaktoren $j\omega\mu_0$ entsprechen dabei dem in Formel 4.36 dargestellten Term $j\eta_0 k_0$, da $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ und $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ ist. Das negative Vorzeichen aus Formel 4.38 entfällt aufgrund der Multiplikation des Nenners von 4.36 mit -1 . Berechnungen mit dieser Formel liefern zunächst vergleichsweise ungenaue Ergebnisse. Unter Berücksichtigung der dielektrischen Substratverluste wird k_0 in k wie folgt überführt:

$$k^2 = \epsilon_r (1 - j\delta) k_0^2 \quad (4.40)$$

Die von der Antenne tatsächlich abgestrahlte Leistung sowie weitere prinzipbedingte Verluste werden dabei nicht berücksichtigt. Um diesem Missstand Rechnung zu tragen, wurde das Modell von Richards, Lo und Solomon [YTLR79] dahingehend weiterentwickelt, dass die zahlreichen Verluste in einer zusätzlichen Größe δ_{eff} zusammengefasst werden. Dadurch können die Antennenparameter präzise bestimmt

werden. Im Zuge dieser Optimierung wird der Parameter k durch k_{eff} ersetzt. Dieser berechnet sich wie folgt [RLH81]:

$$k_{eff}^2 = \epsilon_r(1 - j\delta_{eff})k_0^2 \quad (4.41)$$

Unter Anwendung dieser Substitution, der Bedingung $k_{mn} = \frac{\omega_{mn}\sqrt{\epsilon_r}}{c}$ sowie der Formeln 4.32 und 4.37 kann Formel 4.39 in die folgende Form überführt werden [RLH81]:

$$Z_{in} = \frac{j\omega\mu_0hc^2}{\epsilon_r} \sum_{m,n} \frac{\Phi_{mn}^2(x,y)}{\omega_{mn}^2 - (1 - j\delta_{eff})\omega^2} s_i^2 \left(\frac{m\pi d}{2a} \right) \quad (4.42)$$

Die unterschiedlichen Verlustmechanismen, welche im Parameter δ_{eff} zusammengefasst sind, berechnen sich dabei über die Güte (Quality Factor) der Antennenstruktur. Es gilt allgemein [Fan10]:

$$\delta_{eff} = \frac{1}{Q} \quad (4.43)$$

Die Güte der Antenne setzt sich im Einzelnen aus den Qualitätsfaktoren für die jeweiligen Verlustmechanismen wie folgt zusammen [Fan10]:

$$Q = Q_r + Q_c + Q_d + Q_{sw} \quad (4.44)$$

Die Berechnungen der einzelnen Qualitätsfaktoren wurden unter anderem von Fang [Fan10] anschaulich und detailliert beschrieben. Der Faktor Q_r bezeichnet die Güte in Bezug auf die von der Antenne tatsächlich abgestrahlte Leistung, Q_c steht für die ohm'schen Verluste auf der leitenden Antennenstruktur, $Q_d = \frac{1}{\tan\delta}$ bezeichnet die dielektrischen Verluste innerhalb des Substrats und Q_{sw} steht für die Verluste durch Oberflächeneffekte auf dem Leiter.

Zur Bestimmung des Qualitätsfaktors für die abgestrahlte Leistung Q_r wird die folgende Formel zu Rate gezogen [Fan10]:

$$Q_r = \omega \frac{W_m + W_e}{P_r} \quad (4.45)$$

W_m steht dabei für die durchschnittliche magnetische und W_e für die durchschnittliche elektrische Energie, welche innerhalb der Kavität gespeichert ist. P_r bezeichnet die abgestrahlte Leistung. Für den Resonanzfall gilt $W_m = W_e$ und die Formel vereinfacht sich zu [Fan10]:

$$Q_r = \omega \frac{2W_e}{P_r} \quad (4.46)$$

Die gespeicherte elektrische Energie W_e wird durch Integration der z -gerichteten elektrischen Feldstärke über die Abmessungen der Kavität ermittelt. Es gilt [Fan10]:

$$W_e = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{4} \int_0^a \int_0^b \int_0^h |E_{z0}|^2 dx dy dz \quad (4.47)$$

Durch Einsetzen der Eigenmoden für den Resonanzfall folgt schließlich [Fan10]:

$$W_e = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r a b V^2}{4h \chi_{mn}} \quad (4.48)$$

Die abgestrahlte Leistung errechnet sich durch Integration des Poynting-Vektors über eine Hemisphäre mit großem Radius r in θ - und ϕ -Richtung gemäß Abbildung 4.17 (vgl. [Bal05], [Der76]). Dabei werden die beiden abstrahlenden Antennenenden jeweils als separate Feldquellen angesehen. Für die Leistung jeder Feldquelle gilt [Fan10]:

$$P_r = \frac{1}{2} \int_0^\pi \int_0^\pi \frac{|E_\phi|^2}{\eta_0} r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (4.49)$$

Einen anschaulichen Ansatz zur Berechnung der abgestrahlten Feldstärke einer Microstrip-Antenne beschreibt Constantine A. Balanis in seinem Buch *Antenna Theory, Analysis and Design* [Bal05]. Die Berechnung der abgestrahlten Felder erfolgt anhand des Vergleichs mit einer Schlitzantenne. Dazu werden die beiden strahlenden Antennenenden jeweils als Radiating Slot angenommen.

Die abgestrahlte elektrische Feldstärke eines Schlitzes berechnet sich demnach in Abhängigkeit des Winkels ϕ zu [Bal05]:

$$E_\phi = j \frac{k_0 h W E_0 e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin(X)}{X} \frac{\sin(Z)}{Z} \right\} \quad (4.50)$$

mit

$$X = \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi \quad (4.51)$$

und

$$Z = \frac{k_0 W}{2} \cos \theta \quad (4.52)$$

Dabei steht W für die Breite der Antennenstruktur und h für die Dicke des Substrats sowie E_0 für die maximale abgestrahlte elektrische Feldstärke. Für sehr geringe Substratdicken ($k_0 h \ll 1$) kann der Term X vernachlässigt werden. Es bleibt innerhalb der geschweiften Klammer von Formel 4.50 lediglich die Berechnung des

Z -Terms bestehen, wobei durch Kürzen des Arguments $\frac{k_0 W}{2}$ im Nenner mit den Vorfaktoren die Formel letztlich in folgende vereinfachte Form überführt werden kann [Bal05]:

$$E_\phi = j \frac{V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right\} \quad (4.53)$$

Um nun die gesamte abgestrahlte Feldstärke beider Antennenenden zu berücksichtigen, werden die beiden Radiating Slots mittels eines *Array Factors* unter der Annahme zusammengefasst, dass sich diese in einem Abstand der Länge L_e voneinander entfernt befinden und mit der gleichen Leistung (Amplitude und Phase) angeregt werden. Der Array Factor wird dargestellt als [Bal05]:

$$AF = 2 \cos \left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad (4.54)$$

Somit resultiert die insgesamt abgestrahlte Feldstärke der Patchantenne zu [Bal05]:

$$E_\phi = j \frac{k_0 h W E_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin(X)}{X} \frac{\sin(Z)}{Z} \right\} \times \cos \left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad (4.55)$$

Dieser Ausdruck reduziert sich für $k_0 h \ll 1$ (vgl. Vereinfachung Formel 4.50 zu 4.53) wiederum zu [Bal05]:

$$E_\phi = j \frac{2V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right\} \cos \left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad (4.56)$$

Unter diesem Zusammenhang stellt Balanis [Bal05] die abgestrahlte elektrische Feldstärke in Abhängigkeit der Strahlungsrichtung (E- bzw. H-Ebene) wie folgt dar:

E-Ebene: ($\theta = 90^\circ, 0^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$ und $270^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$):

$$E_\phi = j \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cos \phi\right)}{\frac{k_0 h}{2} \cos \phi} \right\} \cos \left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin \phi \right) \quad (4.57)$$

H-Ebene: ($\phi = 0^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$):

$$E_\theta = j \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \sin \theta\right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin \theta} \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\frac{k_0 W}{2} \cos \theta} \right\} \quad (4.58)$$

Abhängig von der Antennengeometrie können bei der Betrachtung mittels Cavity-Modell verschiedene TM_z -Moden in die Berechnung mit einbezogen werden. Eine rechteckige Microstrip-Antenne weist allerdings in Abhängigkeit ihrer Geometrie und der gewünschten Arbeitsfrequenz stets einen dominanten Ausbreitungsmodus auf. Dieser ist abhängig vom Verhältnis zwischen Patchlänge und -breite sowie der Art der Anregung. Für den Fall $L > W$ (L zeigt in x - und W in y -Richtung) dominiert im vorliegenden Fall der TM_{10} -Modus. Die Hauptstrahlrichtung folgt dem Winkel θ . Die abgestrahlte Leistung eines Radiating Slots berechnet sich nach [Bal05] durch Kombination der Formeln 4.49 und 4.53 zu:

$$P_r = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (4.59)$$

Die Berechnung eines Strahlungsleitwerts G_{slot} wird für jeden der beiden Radiating Slots unter der Beziehung $G_{slot} = \frac{2P_r}{|V_0|^2}$ im Folgenden dargestellt. Der Faktor 2 trägt dabei einer Umwandlung des Spitzenwerts zum Effektivwert der Spannung V_0 Rechnung. Es gilt [Bal05]:

$$G_{slot} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (4.60)$$

Für das Ergebnis werden von [Bal05] zur schnellen Abschätzung die folgenden Näherungen angegeben:

$$G_{slot} = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \frac{W}{\lambda_0} & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (4.61)$$

wobei λ_0 die zur betrachteten Arbeitsfrequenz zugehörige Wellenlänge im Freiraum bezeichnet. Ein genaueres Ergebnis lässt sich jedoch durch numerische Lösung des Integrals bestimmen. Die in Kapitel 4.3 dargestellte Verifikation bedient sich dieser Berechnung. Neben dem Strahlungsleitwert für jeden Slot ergibt sich ein Koppelleitwert G_{mutual} zwischen den Radiating Slots. Dieser berechnet sich zu [Bal05]:

$$G_{mutual} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta \sin(k_0 L \sin \theta) d\theta \quad (4.62)$$

wobei $L = a$ die Länge des Patches bezeichnet.

Die Eingangsimpedanz im Resonanzfall ist rein reell und ergibt sich zu [Bal05]:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_{slot} \pm G_{mutual})} \quad (4.63)$$

Das Vorzeichen zwischen den Leitwerten im Nenner des Bruches ist dabei abhängig von der Spannungsverteilung auf dem Patch. Für ungerade (unsymmetrische) Moden ist dies positiv, für gerade (symmetrische) Moden negativ. G_{mutual} ist gegenüber G_{slot} verhältnismäßig klein und kann daher in vielen Fällen vernachlässigt werden.

Einen vergleichbaren, jedoch weniger allgemeinen Berechnungsansatz liefert Fang [Fan10] für eine rechteckige Patchantenne mit $L < W$, für die der TM_{01} -Mode den dominanten Ausbreitungsmodus darstellt. In diesem Fall muss lediglich die Strahlung in ϕ -Richtung betrachtet werden. Es gilt nach [Fan10]:

$$E_{\phi} = -\frac{je^{-jkr}aV_0}{\lambda r} \cdot \frac{\sin(kh \sin \theta \cos \frac{\phi}{2})}{kh \sin \theta \cos \frac{\phi}{2}} \cdot \frac{\sin(ka \cos \frac{\theta}{2})}{ka \cos \frac{\theta}{2}} \sin \theta \quad (4.64)$$

Für sehr geringe Substratdicken $kh \ll 1$ vereinfacht sich dieser Ausdruck zu [Fan10]:

$$E_{\phi} = \frac{-jV_0e^{jkr}}{\pi r} \cdot \frac{\sin(ka \cos \frac{\theta}{2})}{\cos \theta} \cdot \sin \theta \quad (4.65)$$

Somit ergibt sich für P_r [Fan10]:

$$P_r = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{V^2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2(ka \cos \frac{\theta}{2})}{\cos^2 \theta} \cdot \sin^3 \theta d\theta \quad (4.66)$$

Für den Strahlungsleitwert eines Radiating Slots ergibt sich gemäß [Fan10]:

$$G_{slot} = \frac{2P_r}{V^2} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2(ka \cos \frac{\theta}{2})}{\cos^2 \theta} \cdot \sin^3 \theta d\theta \quad (4.67)$$

Dieses Integral kann ebenfalls numerisch gelöst werden. Näherungsweise werden die folgenden Werte angegeben [Fan10]:

$$G_{slot} = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 & a < 0,35\lambda \\ \frac{1}{120} \frac{a}{\lambda} - \frac{1}{60\pi^2} & 0,35\lambda < a < 2\lambda \\ \frac{1}{120} \frac{a}{\lambda} & 2\lambda \leq a \end{cases} \quad (4.68)$$

Wichtig ist hierbei, dass a die Länge der strahlenden Antennenenden bezeichnet wobei b für die Länge der nicht strahlenden Enden steht. Im konkreten Beispiel nach

Fang [Fan10] ist diese Annahme für den TM_{01} -Mode gültig. Für andere Geometrien bzw. Ausbreitungsmoden muss eine entsprechende Anpassung erfolgen. Die Ergebnisse sind unter den gegebenen Randbedingungen vergleichbar mit den vorausgehend beschriebenen Berechnungen nach Balanis [Bal05].

Basierend auf den berechneten Strahlungsleitwerten der beiden Radiating Slots werden diese nun unter Einführung eines Gesamt-Strahlungsleitwerts als $G_{rad} = 2G_{slot}$ zusammengefasst. Für Q_r ergibt sich demnach der Zusammenhang [Fan10]:

$$Q_r = \omega \frac{2W_e}{P_r} = \frac{\epsilon_r ab}{60\lambda h \chi_{mn} G_{rad}} \quad (4.69)$$

Alternativ zur Einführung von G_{rad} kann an dieser Stelle auch P_r über die beschriebene Integration der elektrischen Feldstärke berechnet und als Resultat Q_r bestimmt werden.

Im Folgenden werden die ohm'schen Verluste der elektrisch leitenden Antennenoberfläche mit in die Berechnung einbezogen. Zu diesem Zweck wird ein zusätzlicher Qualitätsfaktor Q_c eingeführt. Die zugehörige Leistung P_c berechnet sich durch Integration des Produkts aus dem Quadrat der Stromdichte und dem spezifischen Widerstand über die Fläche des Leiters [Fan10]. Es gilt:

$$P_c = 2 \int_0^a \int_0^b \frac{1}{2} |J_e|^2 R_s dx dy = \frac{R_s W_m}{\mu_0 \frac{h}{4}} \quad (4.70)$$

Dabei bezeichnet J_e die Stromdichte auf einem Leiter der Fläche $a \cdot b$, R_s den spezifischen Widerstand des Leiters (in der Regel Kupfer) sowie W_m die auf dem Patch gespeicherte magnetische Energie, welche im Resonanzfall der gespeicherten elektrischen Energie W_e entspricht. Der spezifische Widerstand berechnet sich dabei zu [Fan10]:

$$R_s = \frac{1}{\sigma_c \Delta_c} \quad (4.71)$$

mit

$$\Delta_c = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma_c}} \quad (4.72)$$

Hier bezeichnet σ_c die elektrische Leitfähigkeit und Δ_c die Eindringtiefe bzw. Skin-Tiefe. Q_c kann nachfolgend berechnet werden zu [Fan10]:

$$Q_c = \frac{h}{\sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma_c}}} \quad (4.73)$$

Die dielektrische Verlustleistung berechnet sich zu [Fan10]:

$$P_d = \frac{1}{2} \sigma_d \int_0^a \int_0^b \int_0^h |E_z|^2 dx dy dz = \frac{2\sigma_d W_e}{\epsilon_0 \epsilon_r} \quad (4.74)$$

wobei σ die Leitfähigkeit und $\sigma_d = \omega\epsilon'' + \sigma$ die effektive Leitfähigkeit des Dielektrikums bezeichnet. Im Fall eines verlustbehafteten Dielektrikums gilt: $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$ und $\epsilon' = \epsilon_0 \epsilon_r$, wobei $\omega\epsilon''$ die dielektrische Dämpfung bezeichnet. Die explizite Berechnung von Q_d ist allerdings i.d.R. nicht erforderlich, da $Q_d = \frac{1}{\tan\delta}$ den Kehrwert des dielektrischen Verlustfaktors darstellt, welcher typischerweise für das Substrat bekannt ist.

Den Qualitätsfaktor Q_{sw} , der einen Leistungsverlust aufgrund von Oberflächeneffekten auf dem Antennenpatch beziffert, ermittelt Fang [Fan10] wie folgt numerisch:

$$P_{sw} = P_r \frac{1 - \eta_s}{\eta_s} \quad (4.75)$$

$$Q_{sw} = \frac{\eta_s}{1 - \eta_s} Q_r \quad (4.76)$$

$$\eta_s = \begin{cases} 1 - 3,4H_e & \frac{h}{\lambda} < 0,06 \\ 1 - 3,4H_e + \frac{1600}{\epsilon_r^3} (H_e^3 - 100H_e^{5,6}) & 0,06 < \frac{h}{\lambda} < 0,16 \end{cases} \quad (4.77)$$

$$H_e = \frac{h}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r - 1} \quad (4.78)$$

4.2.3 Bestimmung der Eingangsimpedanz differenzieller Ports

Das vorhergehend beschriebene Cavity-Modell kann aufgrund seiner Abhängigkeiten vom Speisepunkt auf einfache Weise zur Analyse zweier Ports und folglich der Berechnung differenzieller Ports adaptiert werden. Der grundsätzliche Ansatz dafür wurde bereits durch Richards, Lo und Harrison [RLH81] bereitgestellt. Die von den Autoren gewählte Bezeichnung *Multi-Port* ist für die forcierte Entwicklung allerdings irreführend, da es sich bei der Betrachtung streng genommen um die Berechnung der Eingangsimpedanz zweier Single-Ended-Ports oder - bezogen auf die angestrebte Forschungsarbeit - eines einzigen *differenziellen Ports* handelt. Als ein solcher wird die Speisung zwischen zwei Punkten auf dem Antennenpatch, die im Gegensatz zu den beschriebenen Single-Ended-Ports unabhängig vom Massepotenzial (Groundplane) ist, bezeichnet. Im Folgenden wird deshalb zunächst auf die Berechnung eines einzigen differenziellen Ports eingegangen. Die eigentliche Multiport-Betrachtung, welche sich wiederum aus mehreren (hier: zwei) differenziellen Ports zusammensetzt, wird am Ende dieses Unterkapitels behandelt.

Hinsichtlich der Betrachtung eines differenziellen Ports wird die Berechnungsformel für die Eingangsimpedanz Z_{in} (vgl. Formel 4.39) um die Position eines weiteren Speisepunkts ergänzt. In der Folge ergeben sich neben Z_{11} weitere Z-Parameter, welche zur Bestimmung der Zweitoreigenschaften der Antennenstruktur verwendet werden können. Diese sind definiert als [RLH81]:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{V_1}{I_1} && \text{für Port 2 open} \\ Z_{22} &= \frac{V_2}{I_2} && \text{für Port 1 open} \\ Z_{12} &= Z_{21} = \frac{V_2}{I_1} && \text{für Port 2 open} \end{aligned}$$

In Anlehnung an Formel 4.39 lautet die Berechnungsformel für Z_{12} wie folgt [RLH81], [ZW06]:

$$Z_{12} = j\omega\mu_0 h \sum_{m,n} \frac{\Phi_{mn}(x_1, y_1)\Phi_{mn}(x_2, y_2)}{k_{mn}^2 - k^2} si^2 \left(\frac{m\pi d}{2a} \right) \quad (4.79)$$

bzw. unter Einbeziehung der Verlustmechanismen und der im vorherigen Abschnitt definierten Größe ω_{mn} [RLH81], [ZW06]:

$$Z_{12} = \frac{j\omega\mu_0 h c^2}{\epsilon_r} \sum_{m,n} \frac{\Phi_{mn}(x_1, y_1)\Phi_{mn}(x_2, y_2)}{\omega_{mn}^2 - (1 - j\delta_{eff})\omega^2} si^2 \left(\frac{m\pi d}{2a} \right) \quad (4.80)$$

Speziell für RFID-ICs mit symmetrischen Eingängen ist es sinnvoll, den Chip nicht single-ended zwischen einem Speisepunkt und der Groundplane, sondern zwischen zwei Speisepunkten differenziell zu betreiben. Die Spannung zwischen den Speisepunkten beträgt demnach [ZW06]:

$$V_d = V_1 - V_2 = (Z_{11} - Z_{21}) I_1 - (Z_{22} - Z_{12}) I_2 \quad (4.81)$$

Wird der Antennenpatch differenziell gespeist, so ergibt sich der Zusammenhang zwischen den Speiseströmen:

$$I_1 = -I_2 = I \quad (4.82)$$

Die Eingangsimpedanz zwischen den gewählten Speisepunkten resultiert somit zu [ZW06]:

$$Z_d = \frac{V_d}{I} = 2(Z_{11} - Z_{21}) = 2(Z_{22} - Z_{12}) \quad (4.83)$$

In Abbildung 4.18 ist das zu Grunde liegende Modell mit zwei Speisepunkten grafisch dargestellt.

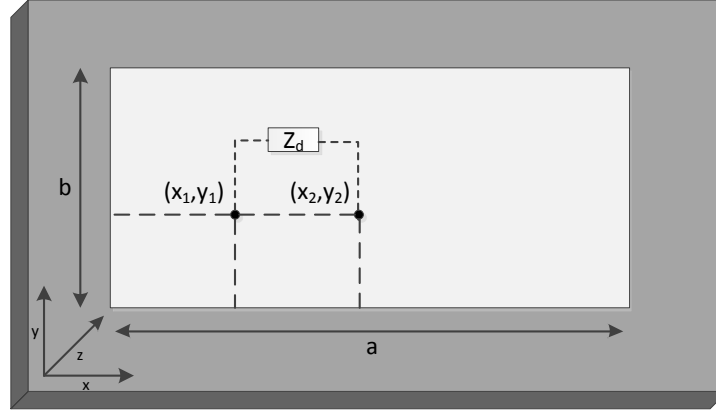


Abbildung 4.18: Bestimmung der Impedanz differenzieller Ports mittels Cavity-Modell

Der hier beschriebene Ansatz der Modellierung eines differentiellen Ports kann aufgrund der Patchsymmetrie auf einen zweiten differentiellen Port an der gegenüberliegenden Patchkante übertragen werden. Da der Impedanzverlauf auf dem Antennenpatch symmetrisch ist, wird für die Berechnung eines zweiten Ports simultan zur vorausgehend beschriebenen Berechnung für den ersten Port vorgegangen. Die Anpassung an die Zielimpedanz für den am zweiten Port befindlichen IC erfolgt durch Anpassung der Speiseposition und der Parameter des Feed-Line-Anpassnetzwerks. Dies geht einher mit dem simulationstechnischen Ansatz zur Optimierung der Dual-Feed-Antennenstruktur aus Kapitel 4.1.3 und wird in Kapitel 4.3 verifiziert.

Das Dual-Feed-Antennenmodell ist in Abbildung 4.19 dargestellt. Für die Resonanzfrequenz der Antennenstruktur wird die jeweilige Speiseimpedanz $Z_{d,P1}$ und $Z_{d,P2}$ für zwei Punkte auf dem Patch rein reell. Die differentiellen Eingangsimpedanzen sind typischerweise hochohmig (vgl. [ZW06]) und müssen zur Anpassung an die jeweiligen Chip-Impedanzen über ein Feed-Line-Anpassnetzwerk transformiert werden. Die Darstellung dieser Transformation erfolgt im nachfolgenden Unterkapitel.

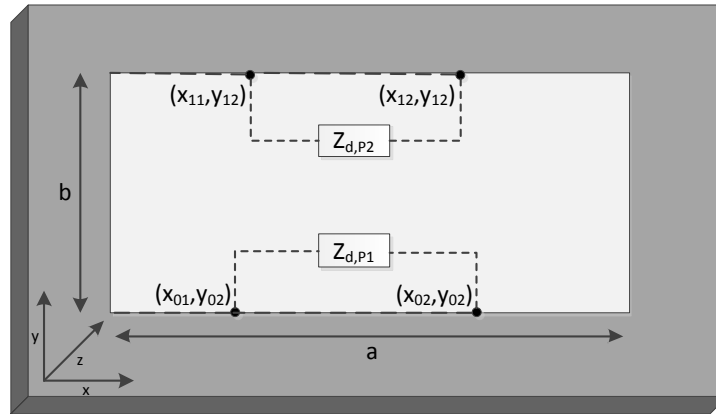


Abbildung 4.19: Antennenpatch mit zwei differentiellen Ports gemäß Cavity-Modell

4.2.4 Modellierung des Feed-Line-Anpassnetzwerks

Die in den beiden vorangegangenen Sektionen beschriebene Modellierung des Antennenpatches liefert hinreichend genaue Werte zur Berechnung der Antennengeometrien und zur Vorhersage der Eingangsimpedanzen des Patches. Bei Betrachtung der kompakten Geometrien der verwendeten integrierten Schaltkreise für RFID-Kommunikation und Energy-Harvesting wird deutlich, dass die großen Abstände zwischen den Portabgriffen auf dem Antennenpatch hier eher hinderlich sind. Aus diesem Grund wird das bereits beschriebene und simulationstechnisch evaluierte Anpassnetzwerk, basierend auf Microstrip Transmission Lines, gewählt. Dessen Eigenschaften können mittels klassischer Leitungstheorie beschrieben werden. Im Folgenden wird ein Ansatz zur Modellierung aufgezeigt, diskutiert und auf die konkreten Belange der vorliegenden Entwicklung angewandt.

Das Ersatzschaltbild in Abbildung 4.20 zeigt den generellen Aufbau eines Transformationsnetzwerks, welches sich für die vorliegende Entwicklung eignet. Die in Kapitel 4.2.3 ermittelte Eingangsimpedanz der Antennenstruktur, welche differentiell an beiden Ports an der Oberfläche der Antenne abgegriffen werden kann, muss im Folgenden auf die Eingangsimpedanz des jeweils verwendeten ICs angepasst werden. Bei der Anpassung mittels Transmission Lines ist stets darauf zu achten, dass jede Anpassleitung aufgrund ihrer geometrischen Abmessungen sowie der Parameter des verwendeten Substratmaterials eine charakteristische reelle Wellenimpedanz, auch als *Wellenwiderstand* bezeichnet, aufweist. Durch diesen Wellenwiderstand und die entsprechende Leitungslänge, welche eine Phasenverschiebung des Signals hervorruft,

wird die Eingangsimpedanz auf eine Ausgangsimpedanz transformiert. Letztere entspricht im vorliegenden Fall dem konjugiert komplexen Wert der Eingangsimpedanz des verwendeten ICs (Leistungsanpassung, vgl. Formel 4.10).

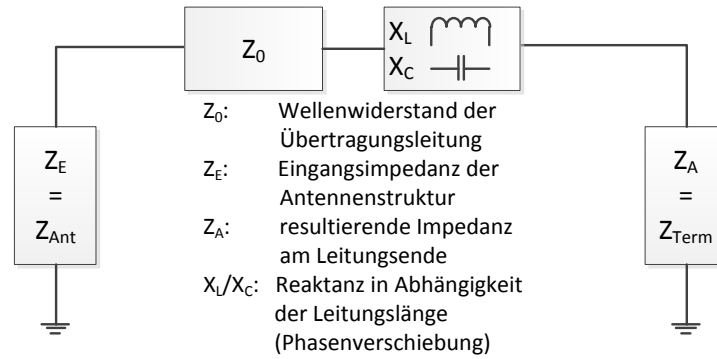


Abbildung 4.20: Impedanztransformation durch Transmission Lines

Zunächst wird die charakteristische Wellenimpedanz der Übertragungsleitung bestimmt. Hierzu existieren zahlreiche Ansätze, die aufgrund der Komplexität der beeinflussenden Faktoren wie Feldverteilung, Abstrahlverhalten sowie Randeffekte und Materialeinflüsse maßgeblich auf empirischen Methoden basieren. An dieser Stelle sind nochmals die Autoren Wheeler [Whe77] und Hammerstad [Ham75] zu nennen, auf deren Thesen sich die heutigen Berechnungsmethoden nach wie vor stützen. Eine allgemeingültige Formel für die klassische Microstrip-Leitung wurde mittlerweile weltweit standardisiert und in Standards des Institute for Interconnecting and Packaging for Electronic Circuits (IPC) (vgl. IPC-2221 [fIC98], IPC-2251 [fIC03]) niedergeschrieben. Die dort dargestellte Berechnungsformel lautet:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \ln \frac{5,98h}{0,8w + t} \quad (4.84)$$

wobei Z_0 den Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung, w die Leiterbreite, h die Substratdicke und t die Dicke des Leiters (Dicke der Metallkaschierung der Leiterplatte) bezeichnet.

Innerhalb des Standards wird des Weiteren eine Näherungsformel zur Berechnung der relativen Verzögerung t_{pd} des Signals auf der Microstrip-Leitung (pd steht für Propagation Delay) in der Einheit Picosekunde pro Zoll ($\frac{ps}{in}$) wie folgt angegeben [fIC03]:

$$t_{pd} = 1000 \left(\frac{1,017\sqrt{0,457\epsilon_r + 0,67}}{12(in)} \right) \quad (4.85)$$

Der Quotient $\frac{t_{pd}}{Z_0}$ ergibt ferner einen Kapazitätsbelag C_0 der Leitung [fIC03]. Dieser basiert auf einer kapazitiven Kopplung zwischen Leiter und Groundplane und wird in der Einheit Picofarad pro Zoll ($\frac{pF}{in}$) angegeben. Des Weiteren wird der Induktivitätsbelag der Leitung näherungsweise berechnet durch $L_0 = \frac{Z_0^2 C_0}{12}$ [fIC03]. Diese Angabe erfolgt in der Einheit Nanohenry pro Zoll ($\frac{nH}{in}$). Um die Resultate in metrischem Maß (mm) zu erhalten, muss der jeweilige Wert mit dem Faktor 25,4 multipliziert werden.

Zur Berechnung der Impedanztransformation durch die Übertragungsleitung wird die klassische Leitungstheorie zu Rate gezogen [Str12]. Diese besagt, dass sich die charakteristischen Größen einer Leitung, die üblicherweise als Verhältnis von Strömen und Spannungen, Impedanzen oder Reflexionsfaktoren betrachtet werden, über den Verlauf der Leitung ortsbezogen ändern. Diese Veränderung wird aufgrund zweier Faktoren bestimmt: dem *Dämpfungsmaß* α , welches allen reellen Veränderungen, d.h. den Verlustmechanismen der Leitung, Rechnung trägt, sowie dem *Phasenmaß* $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, welches den Realteil der Messgrößen nicht beeinflusst und somit eine reine Phasendrehung beschreibt. Zusammengefasst resultiert der Ausdruck $\gamma = \alpha + j\beta$, wobei γ das *Ausbreitungsmaß* der Leitung bezeichnet [Str12]. Gemäß dieses Zusammenhangs wird im Folgenden die Transformation am Beispiel des Reflexionsfaktors aufgezeigt. Für diesen gilt [Str12]:

$$r_A = r_E \cdot e^{-2\gamma l} \quad (4.86)$$

Dabei bezeichnet r_A den Reflexionsfaktor am Ausgang und r_E den Reflexionsfaktor am Eingang der Leitung und l die Länge der Leitung. Der Faktor 2 im Argument der e-Funktion trägt der Tatsache Rechnung, dass es sich beim Reflexionsfaktor um das Verhältnis von hin- und rücklaufender Welle handelt und somit die Länge der Leitung zweimal in die Berechnung mit eingehen muss.

Für den vorliegenden Fall der Mikrostreifenleitung auf einem verlustarmen Trägermaterial kann - auch aufgrund der relativ kurzen Leitungslängen - von einer verlustlosen Leitung ausgegangen werden. Unter dieser Bedingung vereinfacht sich Formel 4.86 zu [Str12]:

$$r_A = r_E \cdot e^{-j2\beta l} \quad (4.87)$$

Der Parameter β steht hier aufgrund der im Vergleich zum freien Raum veränderten Ausbreitungsbedingungen auf der Microstrip Line für $\frac{2\pi}{\lambda_g}$, wobei $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ die geometrische Wellenlänge in Abhängigkeit der Dielektrizitätszahl des Substratmaterials bezeichnet. Unter Anwendung der Definition des Reflexionsfaktors in Abhängigkeit der Leitungs- und Abschlussimpedanzen sowie der Euler'schen Formel $e^{jx} = \cos x + j \sin x$ und der Beziehung $\tan x = \frac{\sin x}{\cos x}$ ergibt sich für die Transformation der Impedanzen letztlich [Str12]:

$$Z_A = Z_0 \frac{Z_E + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_E \tan(\beta l)} \quad (4.88)$$

Mit Hilfe dieser Formel kann die Ausgangsimpedanz am Leitungsende bestimmt werden. Umgekehrt können bei einer bekannten Abschlussimpedanz, wie im hier vorliegenden Fall aufgrund der Beschaltung durch einen IC, die Leitungsparameter entsprechend angepasst werden, so dass eine möglichst optimale Anpassung gewährleistet und damit Leistungsverluste durch Fehlanpassung minimiert werden. Das Argument βl (Phasendrehung) entspricht dem Drehwinkel der Phase ϕ in der Einheit Radiant. Es gilt [Str12]:

$$\phi_{rad} = \frac{2\pi l}{\lambda_g} \quad (4.89)$$

Für den Drehwinkel der Phase im Gradmaß gilt:

$$\phi_{deg} = \frac{360\phi_{rad}}{2\pi} = \frac{360l}{\lambda_g} \quad (4.90)$$

Aus den Eigenschaften der Impedanztransformation lässt sich eine elektrische Ersatzschaltung für die Mikrostreifenleitung ableiten. Dieser Ansatz ist insbesondere für zeitsparende Simulationen sehr hilfreich, da der Realteil dieser Impedanz als reeller Widerstand und der Imaginärteil - je nachdem, ob dieser positiv oder negativ ausfällt - entweder als Induktivität oder Kapazität darstellbar ist. Für positive Werte verhält sich die Mikrostreifenleitung induktiv. Es gilt:

$$\text{Im}\{Z\}_+ = X_L = \omega L \quad (4.91)$$

Für negative Werte verhält sich die Leitung kapazitiv gemäß:

$$\text{Im}\{Z\}_- = X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (4.92)$$

Aufgrund der beschriebenen Transformationseigenschaften wirkt die Impedanz in sich periodisch ändernden Intervallen entweder induktiv oder kapazitiv. Eine Leitung der Länge $\frac{2\pi l}{\lambda} = 180^\circ$ transformiert ihre Ausgangsimpedanz wieder in ihre Eingangsimpedanz und bewirkt somit keine Impedanzänderung. Ein weiterer Sonderfall

stellt die Phasenverschiebung für $l = \frac{\lambda}{4}$ dar, welche 90° beträgt und eine Impedanz in ihren konjugiert komplexen Wert transformiert. Man spricht für eine Leitung dieser Länge deshalb von einer *Impedanzinversion*. Folglich lässt sich mit einer $\frac{\lambda}{4}$ -langen Leitung ein Kurzschluss in einen Leerlauf transformieren und umgekehrt. Allgemein gesprochen ist es möglich, betragsmäßige Extrema der Impedanzen durch Leitungstransformation auszugleichen, was insbesondere bei Anpassschaltungen komplexer hochfrequenztechnischer Systeme einen sehr nützlichen Ansatz darstellt. Abbildung 4.21 zeigt den qualitativen Verlauf der Ausgangsimpedanz einer Leitung in Abhängigkeit ihrer Länge, wenn diese am Eingang leerlaufend ($Z_E = \infty$) bzw. kurzgeschlossen ($Z_E = 0$) ist.

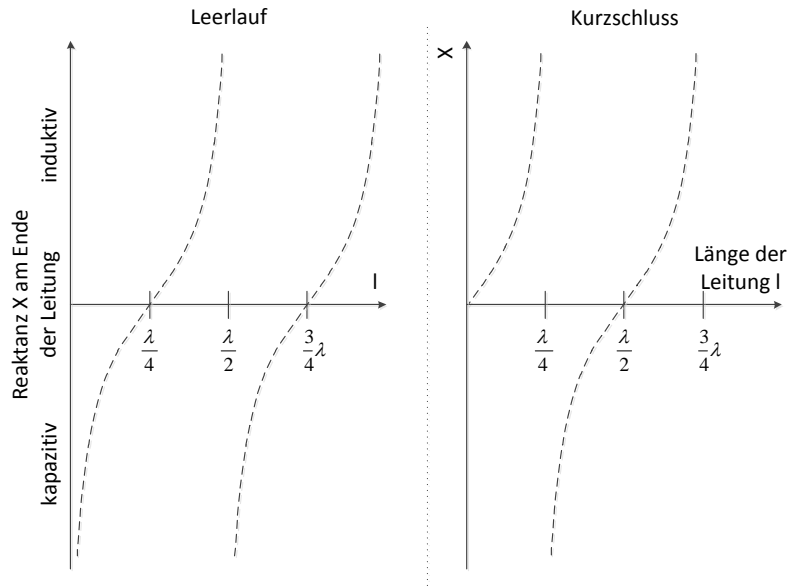


Abbildung 4.21: Impedanzverlauf einer leerlaufenden (links) und einer kurzgeschlossenen Leitung (rechts) in Abhängigkeit ihrer Länge

Abbildung 4.21 stellt den Impedanzverlauf für die beiden Extrema Kurzschluss und Leerlauf dar. Im realen Anwendungsfall kann allerdings meist von einem möglichst reflexionsfreien Impedanzabschluss ausgegangen werden. Deshalb ist im linken Bereich von Abbildung 4.22 der Impedanzverlauf exemplarisch am Beispiel einer $1,5\text{mm}$ breiten Transmission Line auf einem DiClad-880-Substrat ($h = 2,36\text{mm}$, $\epsilon_r = 2,17$, $t = 35\mu\text{m}$) dargestellt, welche eine Leitungsimpedanz von etwa 112Ω aufweist und am Eingang durch einen Widerstand des Werts 100Ω abgeschlossen ist. Aufgrund

des Abschlusses wirkt die Impedanz für kleine Leitungslängen hier zunächst induktiv (vgl. Kurzschluss). Der Impedanzverlauf ist allerdings sinusförmig und variiert aufgrund der abgeschlossenen Leitung nur im Bereich zwischen etwa $-13j\Omega$ und $+13j\Omega$. Die betragsmäßig geringen Reaktanzen basieren auf der annähernd idealen Anpassung der Leitung (100Ω zu etwa 112Ω). In der Smith-Chart-Betrachtung bewirkt die Leitungslänge eine Phasendrehung des Reflexionsfaktors um die normierte Eingangsimpedanz. Für eine nahezu ideale Anpassung ist der Radius dieser Drehung sehr klein. Durch Änderung des Abschlusswiderstands von 100Ω hin zu 25Ω wird bewusst in der Simulation eine Fehlanpassung erzeugt, was im Umkehrschluss den Radius des Impedanzverlaufs in der Smith Chart vergrößert. Dies ist im rechten Teil von Abbildung 4.22 dargestellt, wobei die Smith Chart auf den Wellenwiderstand der Leitung normiert ist.

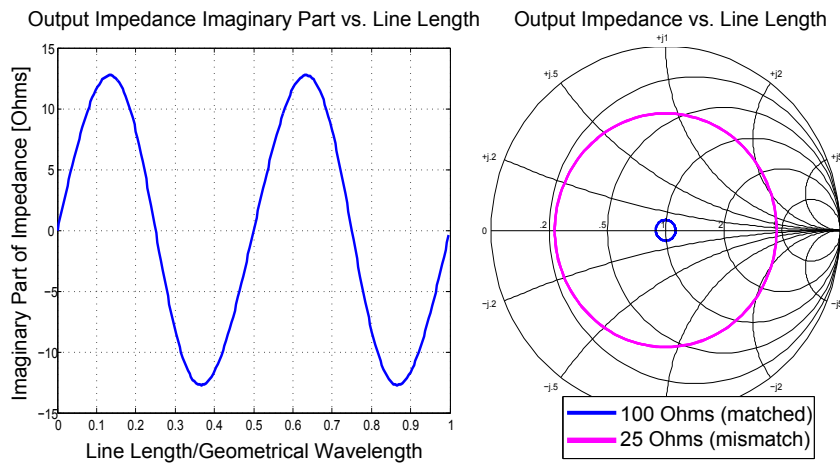


Abbildung 4.22: Verlauf der Reaktanz in Abhängigkeit der Leitungslänge für eine nahezu ideal abgeschlossene Leitung (links), Impedanzverlauf bei Fehlanpassung in Smith-Chart-Darstellung (rechts)

Da Feed-Line-Anpassnetzwerke bei RFID-Tags i.d.R. symmetrisch ausgeführt werden, interessiert an dieser Stelle insbesondere der Einfluss der Symmetrie auf das Verhalten der Transmission Lines. Abbildung 4.23 stellt deshalb ein äquivalentes Ersatzschaltbild für single-ended und differenzielle Transmission Lines dar.

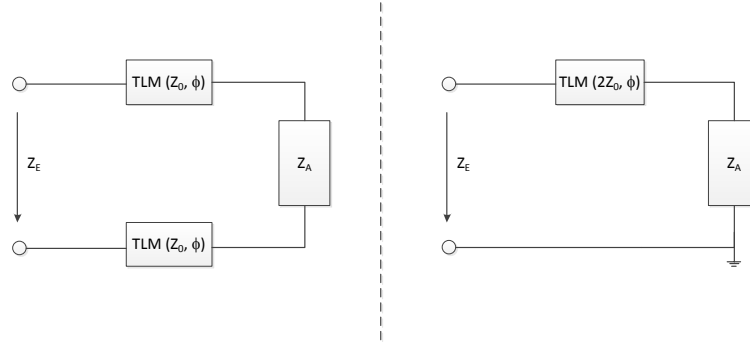


Abbildung 4.23: Äquivalente Ersatzschaltung symmetrischer und asymmetrischer Transmission Lines [Inc09]

Ein äquivalentes Singled-Ended-Transmission-Line-Netzwerk besitzt - verglichen mit dem symmetrischen Netzwerk - die doppelte Leitungsimpedanz Z_0 . Die elektrische Länge und somit der Drehwinkel bleiben hingegen konstant [Inc09].

4.2.5 Elektrisches Schaltungsmodell der Antennenstruktur

Die vorhergehend beschriebenen Modellierungsansätze zur Berechnung der Antennenstruktur liefern adäquate Werte für die auftretenden Impedanzen und dienen der Ermittlung der Geometrien des Antennenpatches und der Anpassleitungen. Zur Erstellung eines vollständigen elektrischen Ersatzschaltbilds, wie es in Form eines Simulationsmodells innerhalb von Schaltungssimulatoren wie Agilent ADS eingesetzt werden kann, müssen weitere Kenngrößen hergeleitet werden.

Die Basis zur Darstellung der vollständigen Antennenstruktur bildet dabei ein allgemeines Ersatzschaltbild einer Antenne, bei der die Antennenstruktur als Serienschaltung aus einem Verlustwiderstand R_{Ant} und einer Reaktanz X_{Ant} dargestellt wird [Dob08] (vgl. Abbildung 4.24). X_{Ant} steht dabei für den reaktiven Anteil der Eingangsimpedanz und R_{Ant} ist die Summe aller Verlustwiderstände. Letztere setzen sich gemäß der im Zuge der Cavity-Modellierung beschriebenen Qualitätsfaktoren aus Strahlungswiderstand (R_{rad}), dielektrischem Verlust (R_d), ohm'schen Verlusten auf der leitenden Antennenstruktur (R_c) sowie Verlusten durch Oberflächeneffekte (R_{sw}) zusammen. Für den betrachteten dominanten Ausbreitungsmodus wird im Resonanzfall die Eingangsimpedanz der Antenne rein reell, d.h. der imaginäre Anteil X_{Ant} kann vernachlässigt werden.

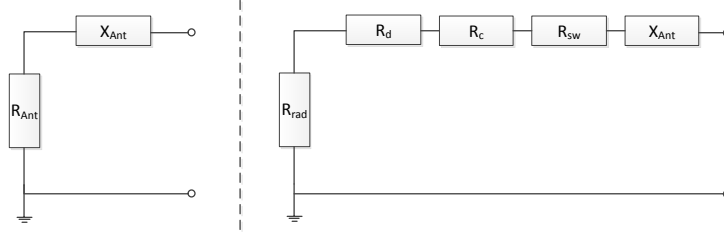


Abbildung 4.24: Elektrisches Ersatzschaltbild einer Patchantenne

Der Strahlungswiderstand R_{rad} als charakterisierende Kenngröße für das Strahlungsverhalten einer Antenne berechnet sich zu:

$$R_{rad} = \frac{P_r}{I_0^2} \quad (4.93)$$

wobei P_r die von der Antenne insgesamt abgestrahlte Leistung und I_0 den Strom, der durch den Speisepunkt zur Antenne fließt, bezeichnet. Auf die Bestimmung von I_0 wird in Kapitel 4.3.3 detailliert eingegangen. Da dieser Strom alle Widerstände des Serienkreises gleichermaßen durchfließt, dient er zur Berechnung aller nachfolgenden Verlustwiderstände auf Basis der entsprechenden Verlustleistungen.

Da der Strahlungswiderstand R_{rad} den Kehrwert des bereits bestimmten Strahlungsleitwerts G_{rad} darstellt, resultiert gemäß Formel 4.60 der Zusammenhang [Bal05]:

$$R_{rad} = \frac{1}{G_{rad}} = \frac{1}{2G_{slot}} = \frac{1}{60\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (4.94)$$

Zur Bestimmung der Substratverluste wird Formel 4.74 zur Berechnung der dielektrischen Verlustleistung zu Rate gezogen. Für den dielektrischen Verlustwiderstand R_d ergibt sich folglich [Fan10]:

$$R_d = \frac{2\sigma_d W_e}{I_0^2 \epsilon_0 \epsilon_r} \quad (4.95)$$

Analog ergibt sich der Verlustwiderstand aufgrund der ohm'schen Verluste auf dem Leiter zu [Fan10]:

$$R_c = \frac{\rho W_m}{I_0^2 \mu_0 \frac{h}{4}} \quad (4.96)$$

wobei ρ den spezifischen Widerstand des Leitermaterials bezeichnet. Die Verlustleistung durch Oberflächenwellen kann als Kehrwert von Q_{sw} gemäß Fang [Fan10] bzw. den Formeln 4.76-4.78 wie folgt berechnet werden:

$$P_{sw} = P_r \frac{1 - \eta_s}{\eta_s} \quad (4.97)$$

Für den zugehörigen Verlustwiderstand ergibt sich folglich:

$$R_{sw} = \frac{P_r}{I_0^2} \frac{1 - \eta_s}{\eta_s} \quad (4.98)$$

Diese Berechnung verläuft ebenfalls analog zur Berechnung der Qualitätsfaktoren im vorausgegangenen Abschnitt.

4.2.6 Strahlungsleistung und Antennenperformance

Nachdem nun die Parameter für eine elektrische Ersatzschaltung der Antenne beschrieben wurden, werden abschließend die Strahlungseigenschaften der Antenne bestimmt. Wichtige Kenngrößen zur Charakterisierung der Antennenperformance sind hierbei die Richtwirkung, der Antennengewinn sowie die Bandbreite der realisierten Antennenstruktur. Im Folgenden werden Richtwirkung (engl. Directivity) und Antennengewinn näher betrachtet, wohingegen die Bandbreite direkt aus dem Resonanzverhalten der Antenne abgeleitet werden kann (vgl. S-Parameter in Anhang A.2 sowie Abbildung 4.27 und 4.29). Zur Bestimmung der Richtwirkung wird das Strahlungsverhalten der Antenne betrachtet. Die Richtwirkung wird dabei durch den Parameter D (Directivity) gekennzeichnet. Dieser gibt per Definition [Fan10] das Verhältnis der Strahlungsdichte in einer bestimmten Richtung zur Gesamt-Strahlungsdichte der Antenne an. Letztere entspricht der abgestrahlten Leistung dividiert durch den Faktor 4π . Für die Strahlungsdichte $U = P \cdot r^2$ in eine bestimmte Richtung ergibt sich [Fan10]:

$$U = \frac{4\pi r^2 \frac{|E|^2}{2\eta_0}}{4\pi} = \frac{r^2 |E|^2}{2 \cdot 120\pi} \quad (4.99)$$

und für die Directivity [Fan10]:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_r} = \frac{r^2 |E|^2}{60P_r} \quad (4.100)$$

Das Maximum der Directivity ergibt sich in Abhängigkeit der Geometrien des Antennenpatches nach [Fan10] zu:

$$D_0 = \frac{r^2 |E_{max}|^2}{60P_r} = \frac{\left[\frac{2aV_0}{\lambda r}\right]^2 r^2}{60 \cdot 0,5V_0^2 G_r} = \frac{2}{15G_r} \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 = \frac{1}{15G_s} \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 \quad (4.101)$$

Eine allgemeine Herleitung der Directivity gemäß Balanis [Bal05] bedient sich des Zusammenhangs:

$$D_0 = \frac{4\pi U_{max}}{P_r} \quad (4.102)$$

und

$$U_{max} = \frac{|V_0|^2}{2\eta_0\pi^2} \left(\frac{\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \quad (4.103)$$

sowie des bekannten Integralausdrucks für die Berechnung der abgestrahlten Leistung eines Radiating Slots P_r (vgl. Formel 4.66). Durch Kombination der Gleichungen ergibt sich [Bal05]:

$$D_0 = \left(\frac{2\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \frac{1}{I_1} \quad (4.104)$$

mit

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (4.105)$$

Die so berechnete Directivity gilt für jeweils einen Radiating Slot der Länge $W = b$. Zur Bestimmung der Directivity des gesamten Patches D_2 wird erneut der Array Factor (vgl. Formel 4.54) mit einbezogen und es resultiert [Bal05]:

$$D_2 = \left(\frac{2\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \frac{\pi}{I_2} = \frac{2}{15G_{rad}} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad (4.106)$$

mit

$$I_2 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta \cos^2 \left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin \theta \sin \phi \right) d\theta d\phi \quad (4.107)$$

Unter Miteinbeziehung der Koppelleitwerte G_{mutual} ergibt sich [Bal05]:

$$D_2 = D_0 D_{AF} = D_0 \frac{2}{1 + g_{12}} \quad (4.108)$$

mit

$$D_{AF} = \frac{2}{1 + g_{12}} \quad (4.109)$$

und

$$g_{12} = \frac{G_{mutual}}{G_{slot}} \quad (4.110)$$

wobei D_{AF} die Directivity des Array Factors und G_{mutual} sowie G_{slot} die charakteristischen Leitwerte der Antennenstruktur gemäß der vorausgehend beschriebenen Modellierungsansätze darstellen. Diese Berechnungen liefern ein Maß für die Richtwirkung der Antenne. Sie bestimmen den tatsächlichen Antennengewinn allerdings nicht, da hierfür die Verlustmechanismen der Antenne und eine mögliche Fehlanpassung miteinbezogen werden müssen. Zur Berücksichtigung Letzterer wird gemäß [Tecc] eine Größe $P_{accepted}$ eingeführt, die die von der Antenne tatsächlich aufgenommene Leistung widerspiegelt und sich anhand der Reflexionsfaktoren der Eingangsports wie folgt berechnet:

$$P_{accepted} = (1 - S_{11}^2 - \dots - S_{1N}^2) P_{stimulated} \quad (4.111)$$

wobei S_{mn} den Eingangsreflexionsfaktor des entsprechenden Antennenports (lineare Darstellung, keine logarithmischen Werte), N die Anzahl der vorhandenen Antennenports sowie $P_{stimulated}$ die anregende Leistung kennzeichnet. Die S-Parameter können über die frequenzabhängigen Eingangsimpedanzen mittels Cavity-Modell bestimmt werden. Die zusätzlichen, prinzipbedingten Verluste gemäß Kapitel 4.2.2 werden anhand der entsprechenden Qualitätsfaktoren in die Berechnung mit einbezogen. Der Quotient aus der Summe aller Qualitätsfaktoren und Q_r ergibt dabei den Strahlungswirkungsgrad der Antenne η_{rad} . Es gilt gemäß [Tecc] und [Fan10]:

$$\eta_{rad} = \frac{P_r}{P_{accepted}} = \frac{Q}{Q_r} = \frac{Q_r + Q_c + Q_d + Q_{sw}}{Q_r} \quad (4.112)$$

Das Produkt aus η_{rad} und der Directivity D ergibt den sogenannten *Directive Gain* [Tecc], welcher von einer idealen Impedanzanpassung der Antenne ausgeht. Durch Miteinbeziehung möglicher Verluste durch einen nicht reflexionsfreien Abschluss des Speiseports ergibt sich der Gesamtwirkungsgrad der Antenne zu [Tecc]:

$$\eta_{rad,total} = \frac{P_r}{P_{stimulated}} = \eta_{rad} \cdot (1 - S_{11}^2 - \dots - S_{1N}^2) \quad (4.113)$$

Unter Verwendung des Gesamtwirkungsgrads resultiert der *Realized Gain* bzw. *Power Gain* als der Antennengewinn unter Berücksichtigung aller Verluste gemäß [Tecc]:

$$G_{realized} = D \cdot \eta_{rad,total} \quad (4.114)$$

4.3 Verifikation der Modellierung mittels Simulation

Das folgende Teilkapitel befasst sich mit der Verifikation der hochfrequenztechnischen Eigenschaften der beschriebenen Antennenstruktur. Hierbei werden die verschiedenen beschriebenen Ansätze der Simulation und Modellierung miteinander verknüpft und die Korrelation zwischen den Ergebnissen veranschaulicht.

4.3.1 Resonanzfrequenz und Eingangsimpedanz

Die Resonanzfrequenz stellt im Fall einer Patchantenne ein erstes Optimierungsziel dar, da sie direkt von den Geometrien der Antennenstruktur abhängt. Aus diesem Grund wird dieser Parameter anfänglich, basierend auf den simulationstechnischen Optimierungsergebnissen aus Kapitel 4.1.3, anhand des Simulationsmodells näher betrachtet. Die Simulation mittels Microwave Studio liefert nach Optimierung eine deutliche Resonanz für beide Ports bei der gewünschten Resonanzfrequenz von 868 MHz . Ihr Minimum liegt mit $868,4\text{ MHz}$ nahezu exakt bei der Zielfrequenz. Die simulierten S-Parameter sind in Abbildung 4.25 für beide Ports (Port 1 = RFID-Datenlogger, Port 2 = Power-Harvester) dargestellt. Der Plot zeigt den Betrag der S-Parameter in logarithmischer Darstellung, wobei die Werte auf die jeweiligen Portimpedanzen normiert wurden.

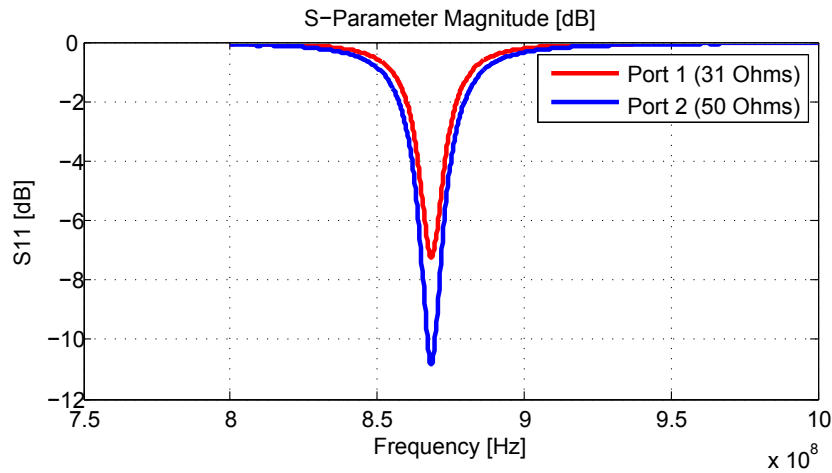


Abbildung 4.25: Simulierte S-Parameter des Dual-Feed-Konzepts

Zur Verifikation dieser Simulationsergebnisse wird zunächst das Transmission-Line-Modell herangezogen. Die Berechnung der Resonanzfrequenz erfolgt gemäß Formel 4.21 anhand der Patchgeometrien. Die verwendeten Antennenparameter sind in Tabelle 4.3 dargestellt.

Parameter	Wert	Parameter	Wert
ϵ_r	2,17	$\tan\delta$	0,0009
h	2,36mm	L	119mm
W	35mm	t	0,035mm

Tabelle 4.3: Parameter der Dual-Feed-Antennenstruktur

Die Parameter L und W bezeichnen dabei die Länge und Breite sowie h die Substratdicke und t die Dicke der Kupferkaschierung. Die Resonanzlänge des Patches beträgt für die Simulation und eine spätere, prototypische Realisierung 121mm . Dieser Wert basiert auf der in Kapitel 4.1.3 beschriebenen Kompensation des Einflusses des zweiten Portabgriffs. Da dieser Effekt innerhalb des Berechnungsmodells nicht berücksichtigt wird, wird hier die analytisch ermittelte Länge von 119mm verwendet. Die Berechnung nach dem Transmission-Line-Modell liefert gemäß Formel 4.21 eine Resonanzfrequenz von $859,5\text{MHz}$ und stimmt damit annähernd mit dem Simulationsergebnis überein. Zur Bestimmung der Eingangsimpedanz werden die Positionen der einzelnen Speisepunkte auf dem Patch miteinbezogen. Aufgrund seiner Beschränkungen eignet sich das Transmission-Line-Modell nicht zur weiteren Untersuchung der Struktur. Grundsätzlich können mittels der in Kapitel 4.2 dargestellten Formeln nach dem Cavity-Modell die Eingangsimpedanzen in Abhängigkeit der Speisepunkte berechnet werden. Im konkreten Anwendungsfall wird auf den beschriebenen Ansatz zur Berechnung differenzieller Eingangsimpedanzen zurückgegriffen, um die Patchimpedanz für die symmetrischen Ports zu bestimmen. Dabei wird mittels differenziellem Ansatz (vgl. Formel 4.83) zunächst die Eingangsimpedanz an den festgelegten Speisepositionen berechnet. Diese ist allerdings für die weitere Betrachtung wenig aussagekräftig, da das dort angeschlossene Feed-Line-Anpassnetzwerk bis zum Anschlusspunkt der verwendeten ICs eine Leitungstransformation der Impedanz bewirkt. Folglich müssen die Impedanztransformationseigenschaften des Anpassnetzwerks gemäß den Berechnungen aus Kapitel 4.2.4 mit einbezogen werden. Dazu werden die Dimensionen der Feed-Lines gemäß Tabelle 4.4 verwendet.

Parameter Port 1	Wert	Parameter Port 2	Wert
l_v	10mm	l_v	10mm
l_h	29,625mm	l_h	16,625mm
l_{pad}	0,93mm	l_{pad}	0,75mm
l_{ges}	40,55mm	l_{ges}	27,37mm

Tabelle 4.4: Parameter des verwendeten Feed-Line-Anpassnetzwerks

Die Parameter l_v und l_h bezeichnen die Ausdehnung der Feed-Lines in vertikaler und horizontaler Richtung und l_{pad} die Länge der Port Pads sowie l_{ges} die Summe der einzelnen Längen für jeweils eine Seite des symmetrischen Anpassnetzwerks. Die beschriebenen Geometrien sind innerhalb des Layouts der Antennenstruktur (vgl. Abbildung 5.12) dargestellt. Da die Breite der Feed-Lines auf $1,5\text{mm}$ festgelegt wurde, ergibt sich gemäß Formel 4.84 eine Leitungsimpedanz von 112Ω . Zur Berechnung der Impedanztransformation durch die Feed-Lines wird zunächst die Phasendrehung des Signals über die Leitungslänge und somit die Phasendrehung βl (in der Einheit Radiant, vgl. Formel 4.90) bestimmt. Die geometrische Wellenlänge auf dem gegebenen Substratmaterial beträgt:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{0,3456\text{m}}{\sqrt{2,17}} = 0,2346\text{m} \quad (4.115)$$

Die Phasendrehung für den jeweils linken und rechten Teil des Anpassnetzwerks beider Ports resultiert zu:

$$\phi_{P1,1} = \frac{360 \cdot 43,55\text{mm}}{0,2346\text{m}} = 66,82^\circ \quad (4.116)$$

$$\phi_{P2,1} = \frac{360 \cdot 27,37\text{mm}}{0,2346\text{m}} = 42^\circ \quad (4.117)$$

Durch Multiplikation dieses Werts mit dem Faktor 2 aufgrund der Symmetrie der Feed-Lines und mittels Umrechnung in die Einheit Radiant ergibt sich die Phasendrehung für Port 1 zu $\beta l = 2,33$ und für Port 2 zu $\beta l = 1,46$.

Die hier angewandte Berechnung der Transmission Lines stellt zunächst einen relativ groben Ansatz zur Bestimmung der Transformationseigenschaften dar. Da die Feed-Lines von den Speisepunkten bis zu den ICs nicht einheitlich breit sind, kann die Genauigkeit der Modellierung gesteigert werden, indem die Übergänge zwischen verschiedenen Leitungsbreiten als jeweils eigenständige Impedanztransformation behandelt werden. Bei den verwendeten Feed-Lines tritt pro Seite jeweils ein signifikanter Übergang auf, da die $1,5\text{mm}$ breiten Leitungen an die dünnen Pads zur Kontaktierung der Chips herangeführt werden. Die Längen und Breiten der einzelnen Leitungsabschnitte sowie die zugehörigen Leitungsimpedanzen können Tabelle 4.5 entnommen werden. An Port 1 erfolgt der Übergang der breiten zur schmäleren Leitung abrupt, an Port 2 erstreckt er sich stufenlos über eine Verjüngungsstelle, welche im Folgenden approximiert als Leitung mit konstanter Breite $1,5\text{mm}$ angenommen wird.

Abschnitt	Länge	Breite	Z_L
P1 l_v	13mm	1,5mm	112Ω
P1 l_h	29,62mm	1,5mm	112Ω
P1 l_{pad}	0,93mm	0,55mm	159Ω
P2 l_v	10mm	1,5mm	112Ω
P2 $l_{h,breit}$	8,75mm	1,5mm	112Ω
P2 $l_{h,schmal}$	6,875	0,75mm	145Ω
P2 l_{pad}	0,75mm	0,75mm	145Ω

Tabelle 4.5: Parameter der einzelnen Feed-Line-Abschnitte

Die Berechnung mittels Cavity-Modell liefert zunächst die Eingangsimpedanz des Patches. Diese hat ihre Resonanz bei $865,2MHz$ und ist aufgrund des differentiellen Port-Ansatzes vergleichsweise hochohmig. Nach Impedanztransformation über das breitere Leitungsstück gemäß Leitungstheorie und unter Verwendung der dargestellten Parameter ergibt sich die Eingangsimpedanz an der Position, an der die breite Leitung ansetzt. Durch eine weitere Transformation der dort resultierenden Impedanz über die schmalere Leitung ergibt sich letzten Endes die Eingangsimpedanz am jeweiligen Port.

Im Folgenden werden die Simulations- und Berechnungsergebnisse anhand ihrer Impedanzverläufe miteinander verglichen. Abbildung 4.26 stellt den Impedanzverlauf der verschiedenen Modelle innerhalb eines Smith-Diagramms dar. Die blaue Verlaufskurve entspricht dabei dem CST-Simulationsmodell des Antennenpatches mit nur einem Port (Single-Feed). Die grüne Kurve gilt dem Simulationsmodell des Dual-Feed-Konzepts, wobei der gegenüberliegende Port nicht beschaltet ist. Die gelbe Kurve stellt die kalkulierte Impedanzkurve gemäß den beschriebenen Modellierungsansätzen (Cavity-Modell und Feed-Line-Matching kombiniert) dar und das rote Kreuz kennzeichnet die berechnete Eingangsimpedanz, bei der der Patch gemäß Cavity-Modell seine dominante Resonanz hat.

Bei Betrachtung der Smith Chart ergibt sich für die beiden simulierten Kurven mit nur einem Anpassnetzwerk (Single-Feed, blau) sowie offenem Anpassnetzwerk am gegenüberliegenden Port (grün) ein nahezu identischer Verlauf. Dies bestätigt, dass ein kurzes leerlaufendes Anpassnetzwerk am gegenüberliegenden Port keine signifikante Rückwirkung auf die Antennenperformance hinsichtlich des ersten Ports hat. Die kalkulierte Resonanzfrequenz des Patches (ohne Anpassnetzwerk, rotes Kreuz) entspricht der simulierten, jedoch weicht der kalkulierte Impedanzverlauf (mit Anpassnetzwerk, gelb) von den simulierten Kurven etwas ab. Er eignet sich aufgrund der wenig komplexen Berechnungsmethoden aber durchaus für eine erste Abschätzung des Resonanzverhaltens einer solchen Antenne. Die Beschaltung des zweiten Ports beim Dual-Feed-Ansatz (magenta) mündet in eine deutliche Änderung des Im-

pedanzverlaufs der Antenne.

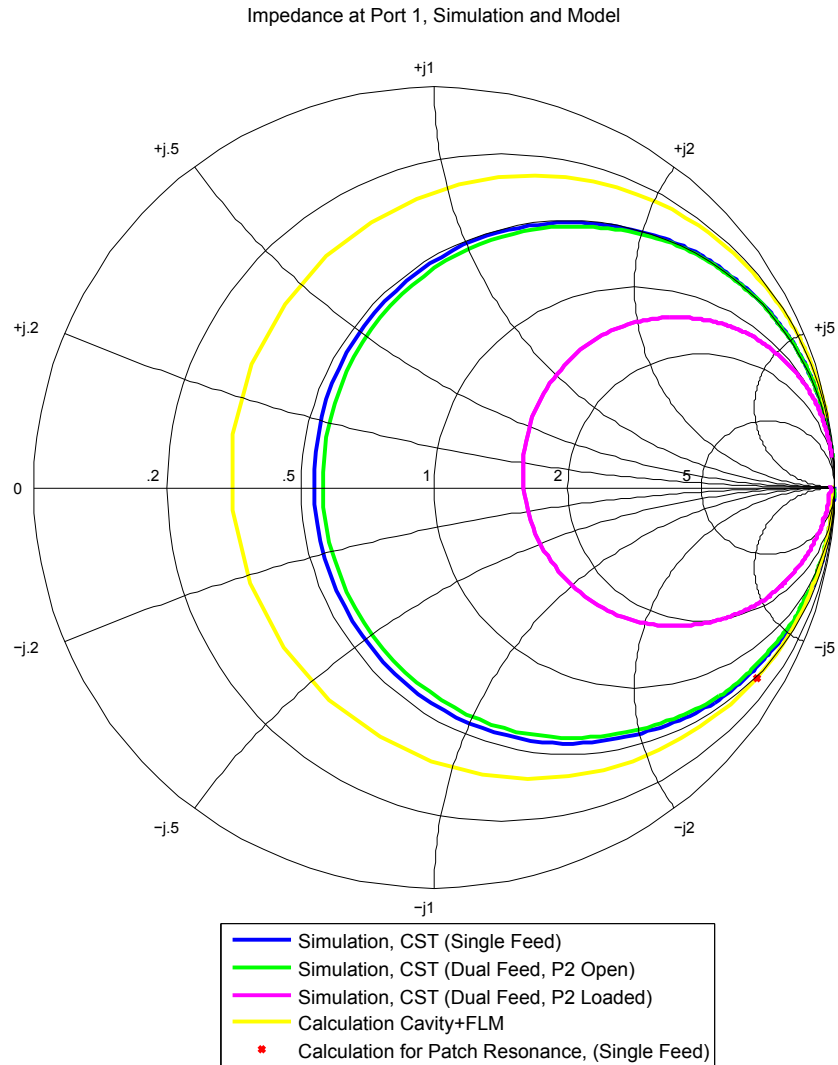


Abbildung 4.26: Vergleich des Impedanzverlaufs für Simulation und Berechnung (Port 1), $Z_0 = 31\Omega$

Abbildung 4.27 zeigt die Anpassung der Eingangsimpedanz in Abhängigkeit der Frequenz. Die Darstellung entspricht dem Betrag (Magnitude) des S-Parameters S_{11} in logarithmischem Maßstab. Die Werte sind wiederum auf eine Referenzimpedanz von 31Ω normiert, da dieser Wert den reellen Anteil der zu erzielenden Eingangsimpedanz am Port darstellt. Die Kurvendarstellung entspricht in ihrer Farbgebung der

vorangegangenen Darstellung des Smith-Chart-Plots. Die beste Anpassung resultiert für das Single-Feed-Simulationsmodell (blau) sowie für das Modell mit dem kurzen offenen Anpassnetzwerk an Port 2 (grün). Auch in dieser Darstellung zeigt sich die geringe Abweichung zwischen den beiden Modellen. Die Berechnung (gelb) liefert eine verminderte Anpassung und eine leicht hin zu höheren Frequenzen verschobene Resonanz. Die Beschaltung des zweiten Ports bewirkt - verglichen mit den anderen simulierten Kurven - eine Degradation der Amplitude des S-Parameters um etwa 3dB .

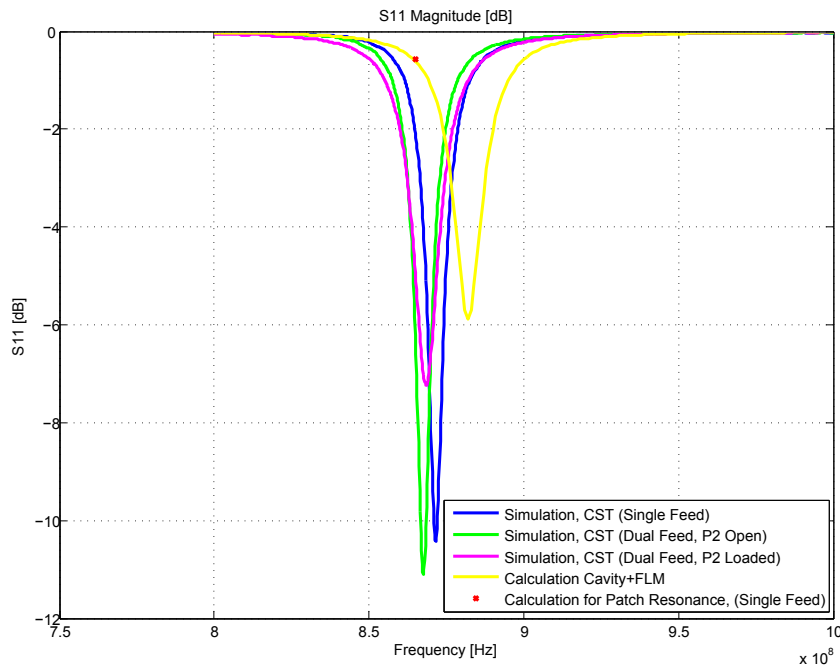


Abbildung 4.27: Vergleich der Anpassung für Simulation und Berechnung (Port 1 = 31Ω)

Analog zu den Ergebnissen der Verifikation für Port 1 sind im Folgenden die Impedanzverläufe (Abbildung 4.28) und die Anpassung (Abbildung 4.29) für Port 2 dargestellt. Hierbei wurde eine Referenzimpedanz von 50Ω gewählt, welche der Eingangsimpedanz des Powerharvesters[®] entspricht. Die Ergebnisse sind in der Smith-Ebene qualitativ mit den entsprechenden Kurven von Port 1 (vgl. 4.26) vergleichbar. Die simulierten Modelle, welche auf eine Beschaltung eines zweiten Ports verzichten (grün, blau), weichen auch hier kaum voneinander ab. Der kalkulierte Impedanzverlauf (gelb) liegt - verglichen mit den Ergebnissen von Port 1 - etwas näher an den simulierten Werten.

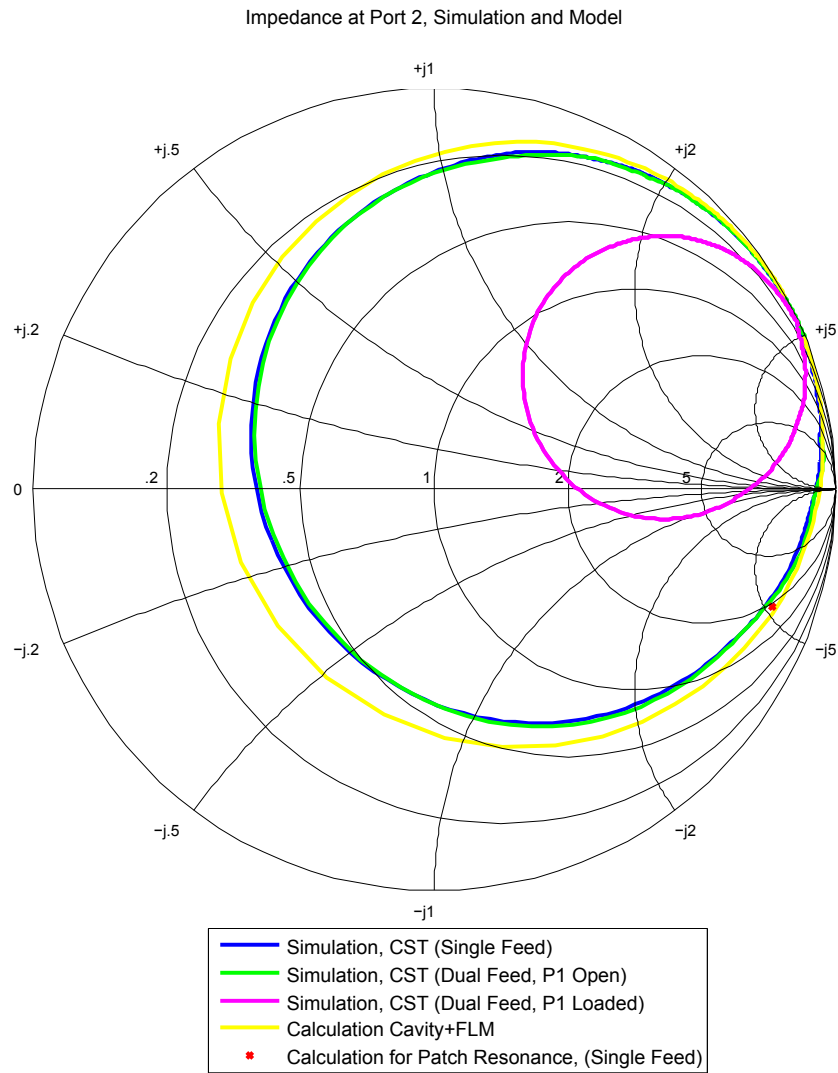


Abbildung 4.28: Vergleich des Impedanzverlaufs für Simulation und Berechnung (Port 2), $Z_0 = 50\Omega$

In der Betragsdarstellung der S-Parameter (Abbildung 4.29) zeigt sich bei einer nahezu identischen Amplitude der Anpassung für das simulierte Single-Feed-Modell (blau) und das Simulationsmodell mit leerlaufendem Anpassnetzwerk an Port 1 (grün) jedoch eine starke Abweichung bezüglich der Resonanzfrequenz. Es ist ersichtlich, dass das lange, offene Feed-Line-Netzwerk an Port 1 eine deutliche Rückwirkung auf das Verhalten der Antenne hinsichtlich Port 2 hat. Die langen leerlaufenden

Transmission Lines bewirken hier eine Vergrößerung der Resonanzlänge der Antenne, was sich in einer wesentlich tieferen Resonanzfrequenz ausdrückt. Die Modellierungsansätze (gelb) liefern eine vergleichsweise genaue, leicht hin zu höheren Frequenzen verschobene, Abschätzung der Resonanzstelle, wenn auch bei einer verringerten Amplitude. Hinsichtlich der Modellierung zeigt sich für beide Ports somit das gleiche Verhalten.

Der Dual-Feed-Ansatz liefert bei Beschalten des Port 1 eine verbesserte Anpassung bei der gewünschten Resonanzfrequenz. Dieses Ergebnis weicht von dem in Abbildung 4.27 dargestellten ab. Eine Erklärung liefert allerdings die in Kapitel 4.1.3 beschriebene Vorgehensweise bei der gegenseitigen Anpassung beider Ports. Durch Optimierung des Feed-Line-Anpassnetzwerks an Port 2 hinsichtlich einer adäquaten Antennenperformance an Port 1 wurde die Anpassung am zweiten Port bewusst verstimmt, um für das beschaltete Dual-Feed-Konzept einen vergleichbaren Antennengewinn für beide Ports zu erreichen. Somit wurde eine Fehlanpassung der Antenne im Single-Feed-Betrieb in Kauf genommen, was auch die geringere Amplitude der Anpassung für die grüne und blaue Simulationskurve erklärt.

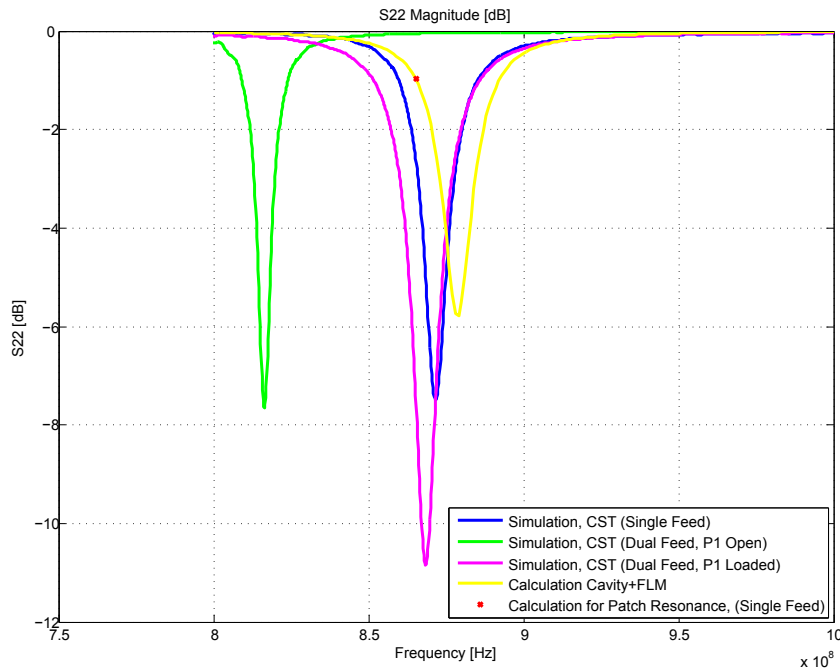


Abbildung 4.29: Vergleich der Anpassung für Simulation und Berechnung (Port 2 = 50Ω)

4.3.2 Directivity, Antennengewinn und Lesereichweite

Die Verifikation von Directivity und Antennengewinn erfolgt anhand der in Kapitel 4.2 dargestellten Zusammenhänge. Zunächst wird hierbei die maximale Richtwirkung als eine der Haupt-Kenngrößen der Antennenstruktur berechnet. Die Berechnung wird gemäß Formel 4.106 durchgeführt und liefert das Resultat $D_2 = 6,17$, was in logarithmischem Maßstab einem Wert von $7,9\text{dB}$ entspricht. Die Berechnung der Strahlungsdiagramme in Abhängigkeit der Winkel ϕ und θ erfolgt gemäß Formel 4.57 und 4.58 sowie 4.100. Zum Vergleich des Modellierungsansatzes mit den Richtdiagrammen aus der 3D-Simulation ist stets darauf zu achten, dass die Konvention hinsichtlich der durch das gewählte Koordinatensystem deklarierten Winkel ϕ und θ übereinstimmt. Hierfür ist ggf. das Simulationsmodell entsprechend der bei der Modellierung verwendeten Koordinaten auszurichten. Der Wert der Spannung am Radiating Slot V_0 ist der Spitzenwert der in Kapitel 4.3.3 berechneten Spannung am Strahlungswiderstand. Das Ergebnis von Modellierung und Simulation ist innerhalb der Abbildungen 4.30 und 4.31 dargestellt. Das verwendete Simulationsmodell enthält die Antennenstruktur und einen Speiseport sowie ein Feed-Line-Anpassnetzwerk. Der zweite Port wurde entfernt, da sich der zusätzliche Abgriff lediglich auf die Leistungsbilanz der Antenne, nicht aber auf ihre Strahlungscharakteristik auswirkt. Die Strahlungscharakteristika von Berechnung und Simulation korrelieren deutlich. Die absoluten Werte unterscheiden sich um einen Wert von lediglich ca. 2dB . Gemäß der Definition der Berechnungsformeln für das Strahlungsdiagramm nach Balanis [Bal05] ist in den Abbildungen jeweils nur die Halbebene dargestellt, welche in die Hauptstrahlrichtung der Antenne zeigt.

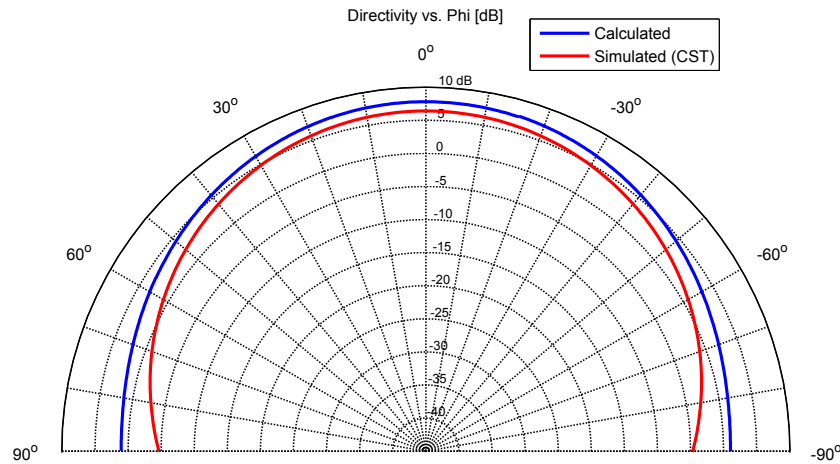


Abbildung 4.30: Directivity in Abhängigkeit des Winkels ϕ , Berechnung und Simulation

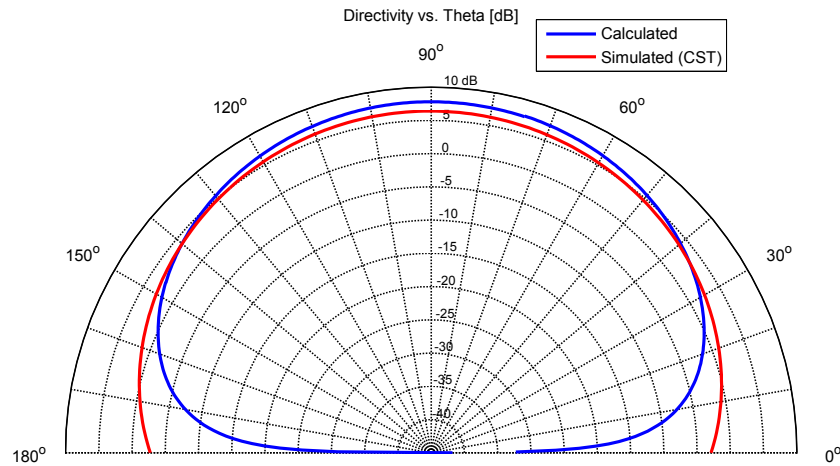


Abbildung 4.31: Directivity in Abhängigkeit des Winkels θ , Berechnung und Simulation

Der Antennengewinn resultiert, im Fall eines reflexionsfreien Abschlusses des Speiseports, als das Produkt aus Strahlungswirkungsgrad η_{rad} ($\approx 58\%$) und Directivity. Der berechnete maximale Gewinn resultiert zu Faktor 3,59, was 5,55dB entspricht. Die Simulation des Single-Feed-Modells liefert einen Realized Gain von 3,34dB. Auch hier zeigen sich ebenfalls lediglich 2dB Differenz zwischen Simulation und Berechnung. Die Abbildungen 4.32 und 4.33 stellen den simulierten und berechneten Antennengewinn in der E- und H-Ebene dar. Es sei an dieser Stelle erwähnt, dass für das Dual-Feed-Konzept an jedem Port ein um 3dB verringerter Gewinn vorherrscht. Dies lässt sich über die Leistungsbilanz der Antenne erklären, da sich durch das Zweiport-Konzept die empfangene Leistung im Fall adäquater Anpassung gleichermaßen auf beide Ports aufteilt.

Sind Sendeleistung des RFID-Systems und Eingangsempfindlichkeit des RFID-Chips bekannt, so kann mittels des errechneten Antennengewinns und unter Zuhilfenahme der Formeln 3.2 und 3.3 die maximale Lesereichweite rechnerisch ermittelt werden.

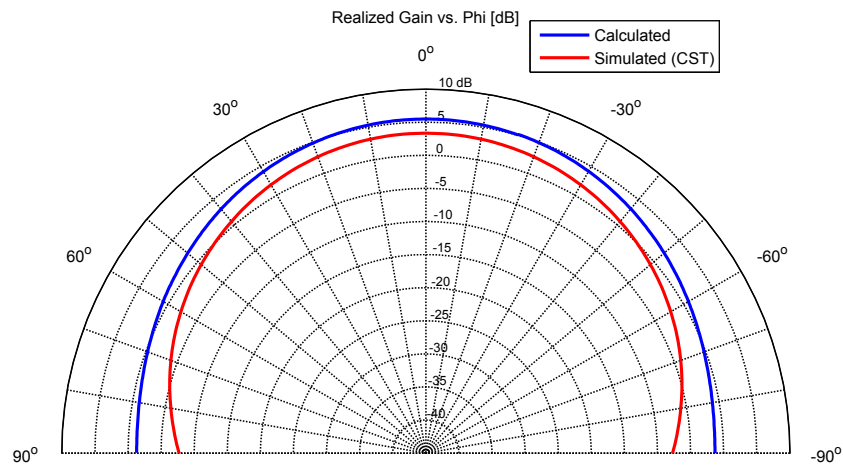


Abbildung 4.32: Antennengewinn in Abhängigkeit des Winkels ϕ , Berechnung und Simulation

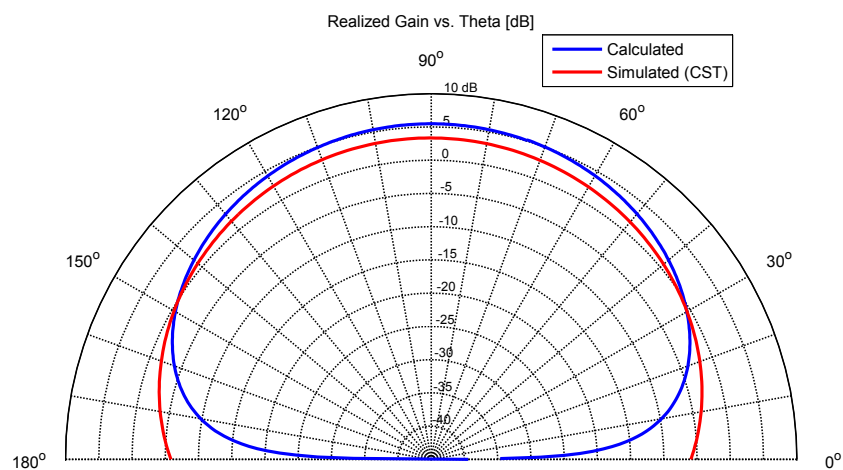


Abbildung 4.33: Antennengewinn in Abhängigkeit des Winkels θ , Berechnung und Simulation

4.3.3 Verifikation der Verlustmechanismen

Im Folgenden wird die Verifikation der Verlustmechanismen anhand des Antennenersatzschaltbilds beschrieben. Ziel ist es dabei, die auftretenden prinzipbedingten Verluste der Antennenstruktur in Form von Verlustwiderständen darzustellen, um

die Leistungsbilanz der Antenne in einfache Berechnungen und Schaltungssimulationen miteinbeziehen zu können. Bevor die Verifikation der Verluste anhand der Darstellung der einzelnen Qualitätsfaktoren, wie in Kapitel 4.2 beschrieben, erfolgen kann, ist es nötig, Kenngrößen wie den Strom, der die Struktur durchfließt, die Eingangsspannung sowie die Eingangsleistung zu charakterisieren. Dies erfolgt anhand des Ersatzschaltbilds in Abbildung 4.34. Hierbei wird die Antenne zunächst als verlustlos angenommen. Man geht also davon aus, dass die Eingangsleistung vollständig dem Abstrahlprozess der Antenne zur Verfügung steht und zunächst keine zusätzlichen Verluste berücksichtigt werden.

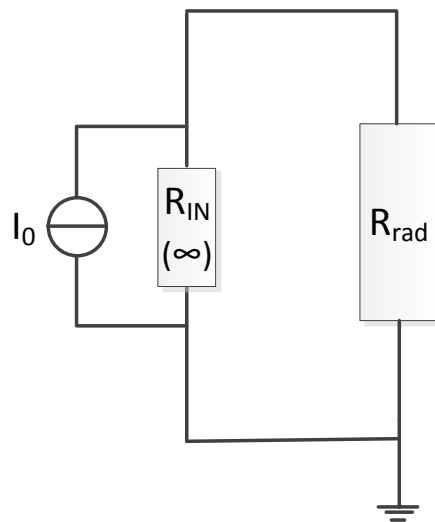


Abbildung 4.34: Ersatzschaltbild zur Berechnung des Stroms durch die Antenne (verlustlos).

Um Simulation und Messung stets vergleichbar zu halten, wird die Eingangsleistung einer S-Parameter-Simulation als Ausgangsgröße verwendet. Beim innerhalb von Microwave Studio verwendeten S-Parameter-Port handelt es sich um eine Leistungsquelle, welche schaltungstechnisch als Stromquelle mit idealerweise unendlichem Innenwiderstand realisiert ist. Die Quelle wird dabei automatisch so eingestellt, dass am Ausgang des Ports stets eine Wirkleistung von $1W$ resultiert [Teb]. Da diese Leistung nach erstmaliger Analyse der Antennenstruktur im Verlauf der Simulati-

on konstant bleibt, kann der Strom durch die Antennenstruktur gemäß $P = I^2 \cdot R$ berechnet werden. Es gilt dann:

$$I_0 = \sqrt{\frac{P_{in}}{R_{rad}}} \quad (4.118)$$

wobei P_{in} die durch die Stromquelle bereitgestellte Eingangsleistung und R_{rad} den Strahlungswiderstand der Antennenstruktur darstellt. Letzterer berechnet sich, wie in Kapitel 4.2.5 beschrieben, zu $R_{rad} = \frac{1}{G_{rad}} = \frac{1}{2G_{slot}} \approx 4,5k\Omega$. Der Antennenstrom I_0 resultiert demnach zu 0,0149A und der Spannungsabfall am Strahlungswiderstand beträgt:

$$V_0 = R_{rad}I_0 \approx 67V \quad (4.119)$$

Zur Berücksichtigung der zusätzlichen Verluste wird im nächsten Schritt das Ersatzschaltbild gemäß Abbildung 4.35 erweitert. Der Gesamt-Verlustwiderstand R_v setzt sich dabei aus den spezifischen Verlusten R_d , R_c und R_{sw} gemäß den vorausgehend beschriebenen Qualitätsfaktoren zusammen. Unter Verwendung der berechneten Werte für R_{rad} und I_0 wird im Folgenden die Annahme getroffen, dass sich beim Vorhandensein der beschriebenen Verluste die Eingangsleistung um den Betrag der Verlustleistung P_v erhöhen muss, um die Strahlungseigenschaften der Antenne beizubehalten. Das Ersatzschaltbild wird somit von der Lastseite betrachtet neu konstruiert und die Eingangsleistung erhöht.

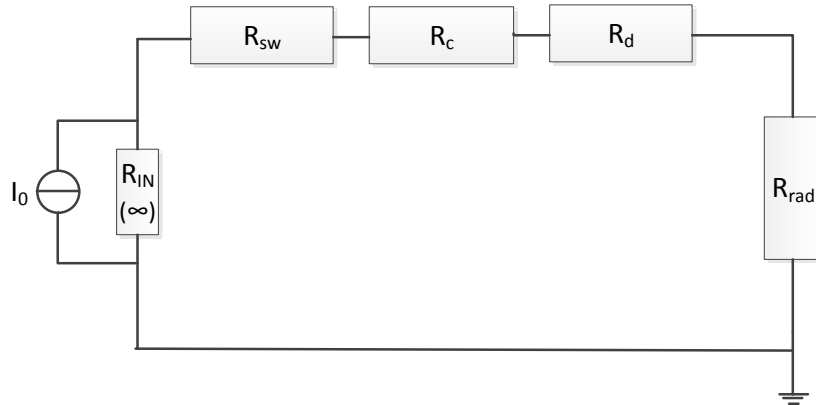


Abbildung 4.35: Ersatzschaltbild zur Berechnung des Stroms durch die Antenne (verlustbehaftet)

Die Berechnung der einzelnen Verluste erfolgt analog zur Berechnung der Qualitätsfaktoren bzw. Verlustleistungen nach Fang [Fan10] unter Miteinbeziehung des

Stroms I_0 . Für die dielektrischen Verluste (vgl. Formel 4.74) gilt:

$$R_d = \frac{2\rho_d W_e}{I_0^2 \epsilon_0 \epsilon_r} \approx 1,6k\Omega \quad (4.120)$$

wobei $\rho_d = \tan \delta \cdot 2\pi f \epsilon_0 \epsilon_r$ die elektrische Leitfähigkeit des Substratmaterials und $W_e = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r a b V_0^2}{8h}$ die gespeicherte elektrische Energie auf dem Patch bezeichnet. Der ohm'sche Verlustwiderstand des Leiters berechnet sich (vgl. Formel 4.70) zu:

$$R_c = \frac{\rho_s W_m}{I_0^2 \mu_0 \frac{h}{4}} \approx 1,78k\Omega \quad (4.121)$$

wobei $W_m = W_e$ gilt und ρ_s hier den spezifischen Widerstand des Leitermaterials bezeichnet. Der Verlustwiderstand R_{sw} , welcher den Verlusten durch Oberflächeneffekte Rechnung trägt, resultiert schlussendlich (vgl. Formel 4.75) zu:

$$R_{sw} = \frac{P_r}{I_0^2} \frac{1 - \eta_s}{\eta_s} = 4,5k\Omega \frac{1 - \eta_s}{\eta_s} \approx 114\Omega \quad (4.122)$$

Der Gesamt-Verlustwiderstand ergibt sich somit zu $R_v = R_d + R_c + R_{sw} \approx 3,49k\Omega$. Damit also die Antenne ihre Strahlungseigenschaften gegenüber dem verlustlosen Modell beibehält, muss am Eingang eine um $P_v = R_v I_0^2$ höhere Leistung angelegt werden. Im konkreten Fall beträgt die neu berechnete Eingangsleistung für das verlustbehaftete Modell $1,76W$.

Die berechnete Strahlungsleistung beträgt gemäß Formel 4.66 $P_r = 0,9857W$. Somit ergibt sich aus dem Verhältnis der Strahlungsleistung zur Eingangsleistung für das verlustlose Modell ein idealer Strahlungswirkungsgrad $\eta_{rad,ideal}$ gemäß:

$$\eta_{rad,ideal} = \frac{P_r}{P_{in}} = \frac{0,9857W}{1W} \approx 98,5\% \quad (4.123)$$

Unter Berücksichtigung der zusätzlichen Verluste und Verwendung des erhöhten Werts für die Eingangsleistung ergibt sich ein realer Strahlungswirkungsgrad η_{rad} wie folgt:

$$\eta_{rad} = \frac{P_r}{P_{accepted}} = \frac{0,9857W}{1,76W} \approx 56,1\% \quad (4.124)$$

Dieser Wert weicht nur geringfügig von dem gemäß Formel 4.112 alternativ ermittelten Wert ($\eta_{rad} \approx 50\%$) ab. Um das berechnete Ergebnis mit einer 3D-Simulation, welche am Eingang des verlustbehafteten Modells eine Leistung von $1W$ bereitstellt, zu vergleichen, kann die berechnete Leistung in Abhängigkeit des Verhältnisses der Widerstände herunterskaliert werden. Dies ist allerdings in der Regel nicht notwendig, da die Vergleichsgrößen aus der Simulation ohnehin in logarithmischem Maßstab in Abhängigkeit der Eingangsgrößen vorliegen. So sind Directivity und Antennengewinn stets auf die Eingangsleistung normiert, was den Vergleich vereinfacht.

5 Verifikation des Systemkonzepts

Nachdem die Antennenstruktur im zurückliegenden Kapitel hinsichtlich ihrer hochfrequenztechnischen Eigenschaften hinreichend charakterisiert wurde, wird im Folgenden auf die Umsetzung des Systemkonzepts und mögliche Applikationen eingegangen. Dabei liegt der Fokus auf der anwendungsabhängigen Auswahl geeigneter Energiespeicher sowie einem effizienten Energiemanagement. Letzteres erfolgt unter Zuhilfenahme eines ULP-Mikrocontrollers. Die Wahl fiel dabei auf den *MSP430* von *Texas Instruments* [Ins11], da dieser im direkten Vergleich mit anderen Lösungen den effizientesten Low-Power-Mode zur Verfügung stellt. Dieser wiederum ist einer der Schlüsselp Parameter für die Realisierbarkeit des Gesamtsystems, da er die Systemlaufzeit und somit die Eignung für verschiedene Applikationen maßgeblich beeinflusst.

5.1 Evaluation der Komponenten zur Energiespeicherung

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde die Verfügbarkeit geeigneter Supercaps untersucht, wobei sich drei Hersteller mit adäquaten Lösungen fanden. Diese basieren allesamt auf dem *elektrochemischen Doppelschicht-Prinzip* (Electrochemical Double Layer Capacitors (EDLC)) und besitzen keine durch ein diskretes Dielektrikum separierte Elektroden. Vielmehr machen sich diese Kapazitäten die Ladungstrennung am Übergang von Elektrode zu einem flüssigen, oftmals aber auch in festem Aggregatzustand vorliegenden Elektrolyt zu Nutze. Der Ladungsaustausch erfolgt dabei nicht wie bei klassischen Kondensatoren rein auf der Bewegung der schnellen Elektronen, sondern auf beiderseitiger Bewegung von Elektronen und Ionen. Durch Ausnutzung beider Effekte kann somit zum einen eine schnelle Reaktionszeit, zum anderen eine - verglichen mit herkömmlichen Kondensatoren - deutlich höhere Energiedichte erzielt werden [SRR05]. Einen hinsichtlich der Bauform geeigneten Kondensatortyp stellt die vom Hersteller AVX entwickelte BestCap®-Reihe [SRR05] dar. Diese sehr kompakten Supercaps in Flachbauweise bieten Kapazitäten von bis zu 140mF bei Gehäuseabmessungen von $28 \times 17\text{mm}$. Powercast setzt auf dem Evaluationsboard des P2110-Powerharvesters® bspw. einen 50mF -Typ dieser Bauform ein. Bei den AVX-Supercaps handelt es sich um Typen mit einer Nennspannung von $3,6 - 12\text{V}$. Die ESR-Werte steigen typischerweise mit der Spannung an und die Leckströme liegen laut Herstellerangabe je nach Typ zwischen $5 - 10\mu\text{A}$. Alternativen zu den Lösungen von AVX bietet der israelische Hersteller Cellergy [Ltd12]. Dieser produziert vergleichbare Supercaps, welche allerdings nach eigenen Angaben auch mit niedrige-

ren Nennspannungen erhältlich sind. Einen dritten Hersteller geeigneter Supercaps stellt das australische Unternehmen CAP-XX [Ltd11] dar, dessen Produkte sich durch einen besonders hohen Kompaktheitsgrad und geringes Gewicht bei gleichzeitig hoher Kapazität auszeichnen.

Im Folgenden wird die Auswahl geeigneter Kondensatortypen anhand der Systemparameter evaluiert. Die grundlegenden Berechnungen und grafischen Darstellungen dienen dabei einer applikationsabhängigen Abschätzung der Systemlaufzeit sowie der Lade- und Entladedauer bei gegebenen Randbedingungen. Als erster Parameter wird die Entladedauer bei geeigneten Kapazitätswerten untersucht. Dies ist in Abbildung 5.1 dargestellt. Dabei wird ein konstanter Entladestrom von durchschnittlich $2\mu A$ als Summe aus dem durchschnittlichen Leckstrom des Kondensators und dem durchschnittlichen Stromverbrauch des Gesamtsystems angenommen. Die systembedingten Grenzen für eine ordnungsgemäße Funktion werden dabei von den oberen und unteren Spannungsgrenzwerten, welche der P2110 für die Kondensatorspannung definiert, determiniert. Aus der Abbildung wird ersichtlich, dass bereits für Kapazitäten von $50mF$ eine autarke Funktionsweise von mehreren Stunden und für größere Kapazitäten ($200mF$) sogar bis zu einem Tag gewährleistet werden kann.

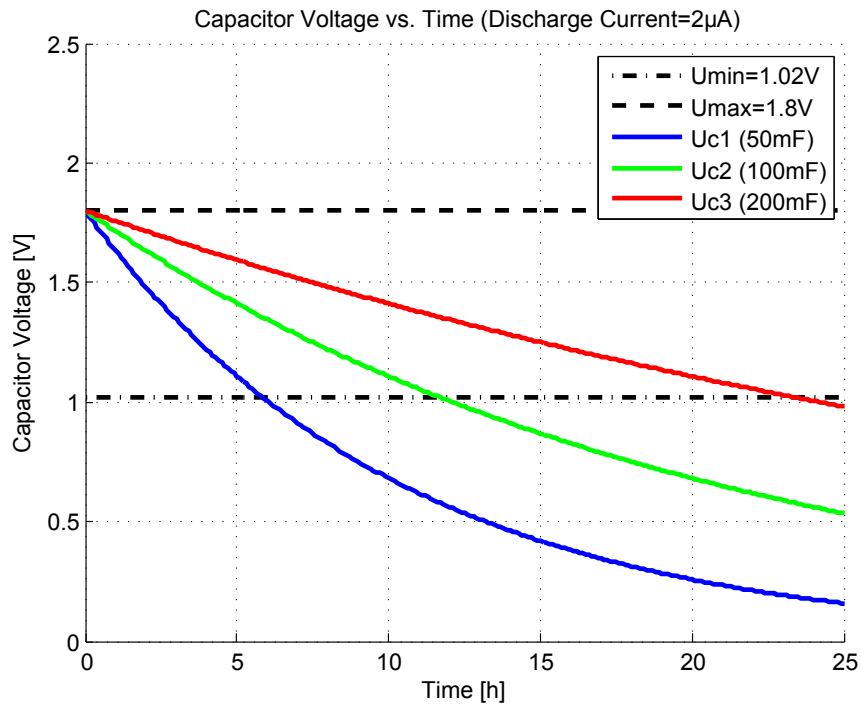


Abbildung 5.1: Entladedauer von Supercaps verschiedener Kapazität bei konstantem Entladestrom

Der hier eingesetzte Wert $2\mu A$ für den Entladestrom ist ein Richtwert zur Ermittlung der Systemlaufzeit in einer ersten Abschätzung. Die veränderte Entladedauer in Abhängigkeit verschiedener Entladeströme ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Hierbei erfolgt die Darstellung exemplarisch anhand des $200mF$ -Kondensators und es wird ersichtlich, dass selbst bei verhältnismäßig hohen, durchschnittlichen Entladeströmen bis zu $10\mu A$ noch Systemlaufzeiten im Bereich von einigen Stunden möglich sind. Für geringere Lastströme könnten sogar Tage überbrückt werden.

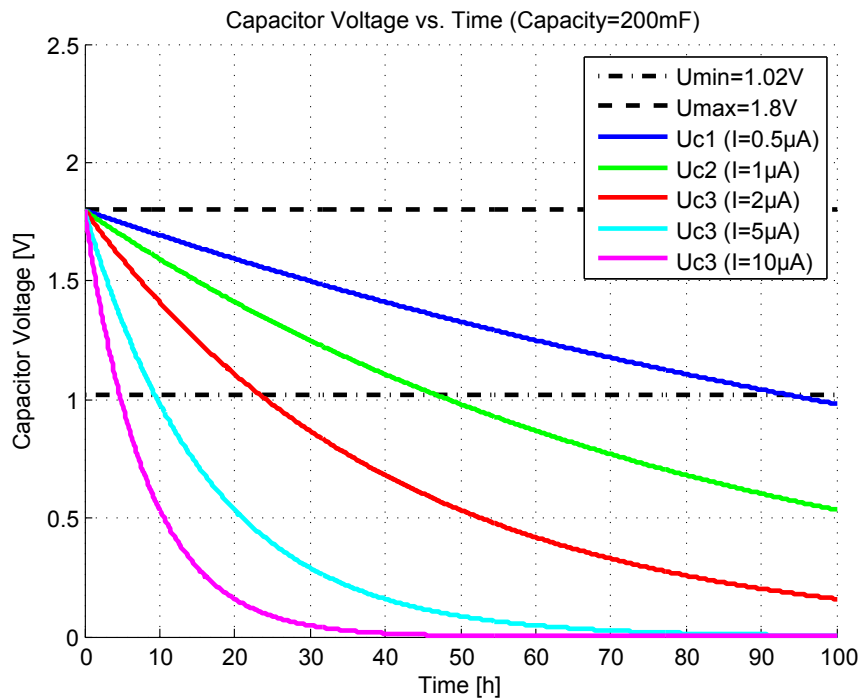


Abbildung 5.2: Entladedauer eines Supercaps bei verschiedenen Entladeströmen

Gleichermaßen lässt sich der Ladevorgang der Supercaps analysieren. Die Ladedauer ist dabei abhängig von der zur Verfügung stehenden Feldenergie sowie dem Wirkungsgrad der Gleichrichterschaltung. Im Fall von UHF-RFID liegt die zur Verfügung stehende Feldenergie - ausgehend von einer durchschnittlichen Lesereichweite des Tags von einigen Zentimetern bis einigen Metern - im Bereich zwischen etwa $-10dBm$ und $+10dBm$. Dies entspricht einem Leistungsbereich von $100\mu W$ bis $10mW$. Bei einer gegebenen Rectifier Efficiency (Wirkungsgrad des Gleichrichters) von 64% im Fall des P2110 und einer Kondensatorspannung von maximal 1,8V ergeben sich somit Ladeströme von bis zu $5mA$. Die Ladedauer ist für verschiedene Ladeströme in Abbildung 5.3 dargestellt.

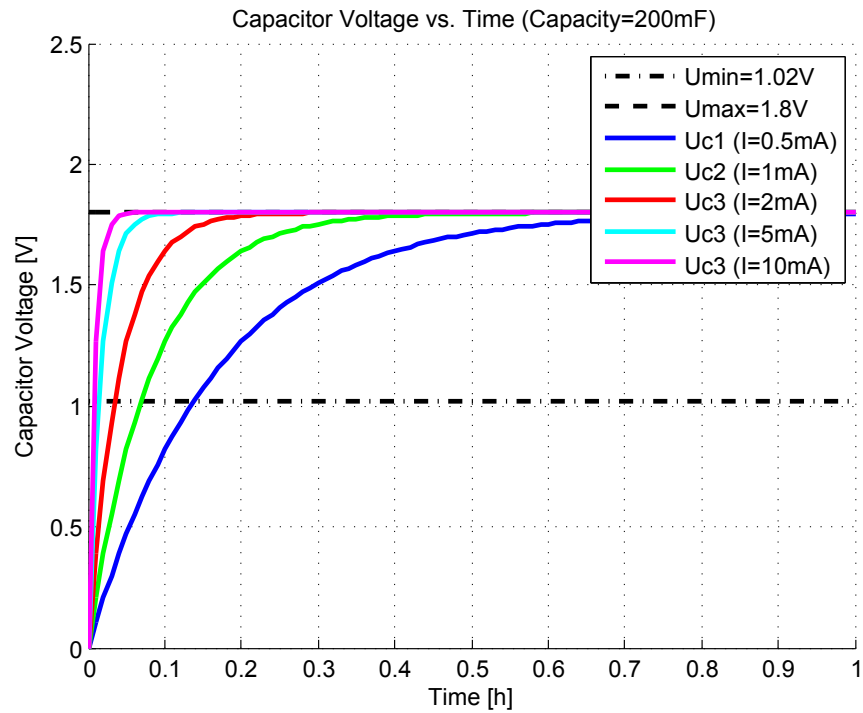


Abbildung 5.3: Ladedauer eines Supercaps bei verschiedenen Ladeströmen

Die Abhängigkeit der Ladedauer von der Kapazität ist insbesondere für die Auswahl eines geeigneten Kondensatortyps für die jeweilige Applikation maßgeblich. In Abbildung 5.4 ist aus diesem Grund die Ladezeit für einen mittleren, konstanten Ladestrom in Abhängigkeit verschiedener Kapazitäten dargestellt.

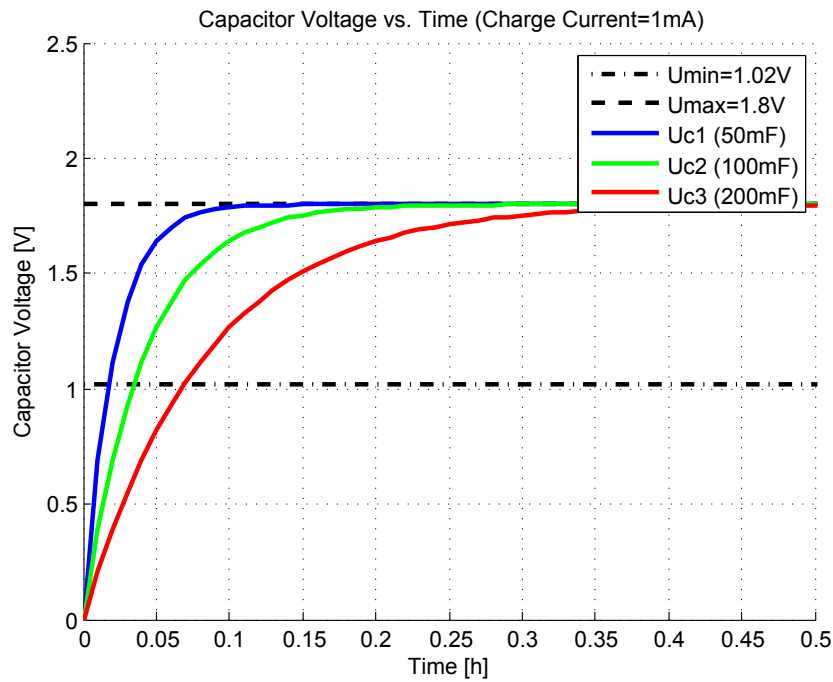


Abbildung 5.4: Ladedauer von Supercaps verschiedener Kapazität bei konstantem Ladestrom

Nachdem zunächst allgemeingültige Abschätzungen hinsichtlich des zu verwendenden Kapazitätswerts getroffen wurden, wird im Folgenden auf verfügbare Lösungen für die jeweilige Zielapplikation eingegangen. Untersucht werden dabei Supercaps der vorausgehend genannten Hersteller. Die Typenbezeichnungen, Kapazitätswerte und Nennspannungen sind in Tabelle 5.1 dargestellt.

Hersteller	Typenbezeichnung	Kapazität	Nennspannung
AVX	BZ015A503Z	50mF	5,5V
Cellergy	CLK02P200F28	200mF	2,1V
Cellergy	CLK03P120F28	120mF	3,5V
CAP-XX	GW202G	220mF	4,5V
CAP-XX	GW109F	280mF	2,3V

Tabelle 5.1: Übersicht der evaluierten Supercap-Typen

Ausschlaggebend für die Systemlaufzeit des Datenloggers ist der mittlere Stromverbrauch, der sich aus dem Stromverbrauch des Mikrocontrollers und des RFID-

ICs sowie dem mittleren Selbstentladestrom des Supercaps zusammensetzt. Letzterer wird typischerweise durch den Leckstrom (engl. Leakage Current) charakterisiert, dessen Messung sinngemäß innerhalb der Application Note AN1005 von CAP-XX [Ltd08] dargestellt ist. Dazu wird der zu charakterisierende Supercap zunächst ca. 15min bei seiner Nennspannung mittels eines Netzgeräts aufgeladen. Danach wird ein $2,2\text{k}\Omega$ -Widerstand zwischen Pluspol des Netzgeräts und Pluspol des Kondensators eingebracht. Anschließend ruht die Schaltung für etwa $70 - 75\text{h}$, damit sich der Kondensator vollständig auflädt, so dass nach dieser Zeit nur noch ein geringer Ausgleichstrom in Höhe des Leckstroms in den Kondensator fließt. Dieser wird dann über den Spannungsabfall am Widerstand bestimmt.

Aufgrund des sehr langsam ablaufenden Ionentransports innerhalb der EDLC-Supercaps und entsprechender Sättigungseffekte vergeht eine sehr lange Zeit, bis sich der Ladestrom auf den Wert des Leckstroms einstellt. Ebenso ist es ratsam, den Ladestrom des Supercaps zu begrenzen, da sich für sehr hohe Ladeströme zwar rasch die gewünschte Betriebsspannung am Supercap einstellt, der Ladevorgang aber in diesem Fall lediglich auf der Bewegung der schnellen Elektronen im Supercap beruht. Die gespeicherte Ladung und folglich auch die Kapazität des Supercaps ist hierbei geringer als die tatsächliche Kapazität des Supercaps (Nenn- bzw. Nominalkapazität), weshalb sich Letzterer wesentlich schneller entlädt. Dies resultiert in einem - verglichen mit dem Leckstrom - erhöhten Selbstentladestrom.

Der mittlere Selbstentladestrom eines Supercaps entspricht nur bei seiner Nennspannung dem angegebenen Leckstrom. Aufgrund des zeitlichen Spannungsabfalls nimmt bei Entladung grundsätzlich auch der Selbstentladestrom über der Zeit ab und erreicht für Spannungswerte weit unterhalb seiner Nennspannung deutlich niedrigere Werte. Da hohe Nennspannungen i.d.R. durch Serienschaltung mehrerer Supercap-Zellen erreicht werden, vervielfacht sich entsprechend auch der Leckstrom. Die Auswahl eines geeigneten Supercaps setzt somit stets ein von der Betriebsspannung abhängiges Abwägen zwischen Supercaps geringer Leckströme und Nennspannungen sowie Typen höherer Leckströme und Nennspannungen, die jedoch bei Betrieb weit unterhalb ihrer Nennspannung deutlich geringere Selbstentladeströme aufweisen, voraus. Für die untersuchten Supercaps ergibt sich nach der vorausgehend beschriebenen Aufladung auf die vom Energy-Harvester mit $1,8\text{V}$ festgesetzte Maximalspannung und nachfolgender Charakterisierung der Selbstentladung über ein Zeitintervall von 6h der in Abbildung 5.5 dargestellte Spannungsabfall.

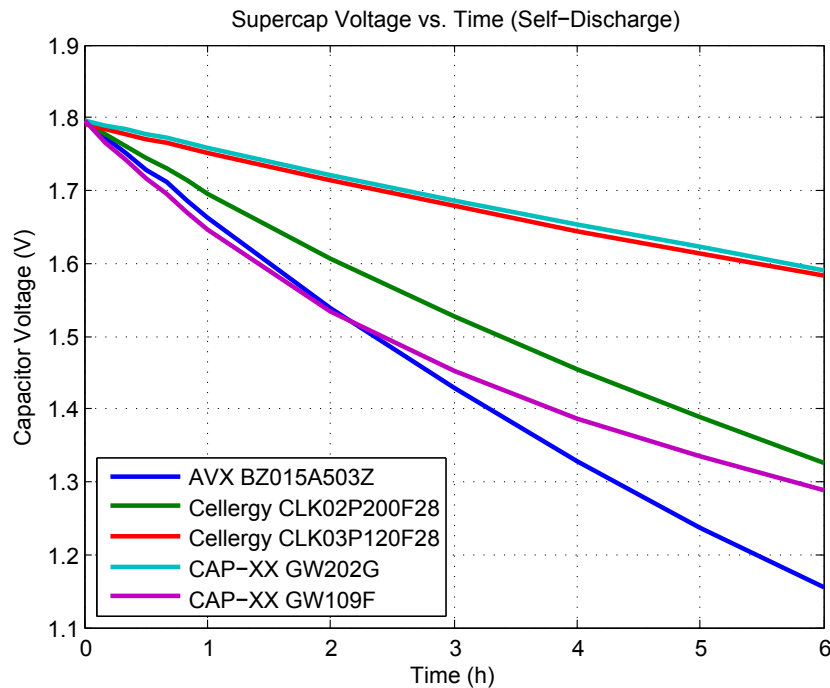


Abbildung 5.5: Verlauf der Kondensatorspannung der untersuchten Supercaps bei Selbstentladung

Die unterschiedlichen Supercap-Typen weisen einen abweichenden Spannungsabfall über der Zeit auf. Bei vergleichbaren Leckströmen wäre aufgrund der höheren verfügbaren Ladung für Supercaps mit höherer Kapazität auch ein geringerer Spannungsabfall zu erwarten. Dies bestätigt sich bei Betrachtung der Messergebnisse nur teilweise. Der AVX-Supercap weist zwar aufgrund seiner vergleichsweise geringen Kapazität erwartungsgemäß den höchsten Spannungsabfall auf, der Typ GW109F von CAP-XX zeigt allerdings trotz seiner im Vergleich höchsten Kapazität einen ebenfalls sehr starken Spannungsabfall. Da die Nennspannung dieses Supercaps (2,3V) nahe der Betriebsspannung 1,8V liegt, ist hier der Selbstentladestrom deutlich höher als bei dem vergleichbaren 4,5V-Typen des selben Herstellers. Ein positiveres Ergebnis liefert an dieser Stelle der CLK02P200F28 von Cellergy, der trotz seiner im Vergleich geringsten Nennspannung (2,1V) - insbesondere im Bereich der ersten Stunden - noch einen passablen Spannungsabfall aufweist. Als besonders interessant erscheint des Weiteren die 120mF-Lösung von Cellergy, die eine Nennspannung von 3,5V aufweist und trotz ihrer im Vergleich zum CAP-XX GW202G deutlich geringeren Kapazität einen mit diesem Typ vergleichbaren Spannungsabfall aufweist.

Aus dem zeitlichen Spannungsabfall der Supercaps kann mittels ihrer Kapazität ein im gemessenen Zeitintervall jeweils mittlerer Selbstentladestrom abgeleitet werden. Dieser ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Hierbei ist ersichtlich, dass die 120mF-Lösung von Cellergy, der 50mF-Typ von AVX und der 220mF-Typ von CAP-XX den geringsten Selbstentladestrom aufweisen. Die berechneten Werte sind zum Teil wesentlich geringer als die von den Herstellern in den Datenblättern angegebenen Leckströme (vgl. [SRR05], [Ltd12], [Ltd11]), da diese Supercaps deutlich unterhalb ihrer Nennspannung betrieben werden.

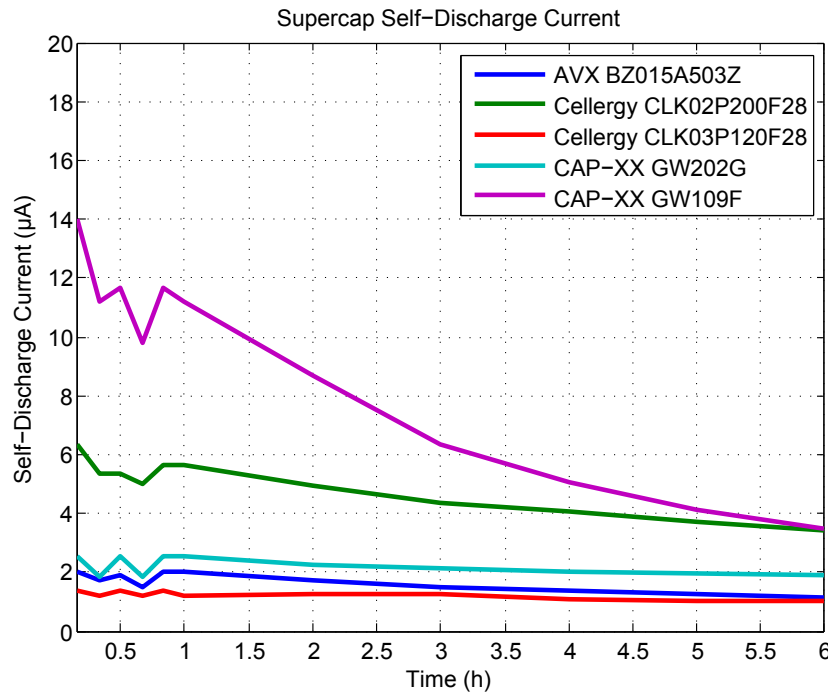


Abbildung 5.6: Verlauf des Selbstentladestroms der untersuchten Supercaps

Schlussfolgernd können - basierend auf den Messergebnissen - zur Gewährleistung einer möglichst langen Systemlaufzeit Supercaps hoher Kapazität bei gleichzeitig geringer Selbstentladung in Betracht gezogen werden. Es ist dabei stets zu beachten, dass die Selbstentladung und damit die nutzbare Kapazität eine Abhängigkeit des Verhältnisses der Betriebsspannung zur jeweiligen Nennspannung aufweist. Weiterhin bedingen höhere Kapazitäten auch längere Aufladezeiten (vgl. Abbildung 5.4), weshalb für Energy-Harvesting-Lösungen stets ein anwendungsabhängiges Abwägen zwischen dem verfügbaren Energiebetrag bzw. der Bereitstellungsdauer der Energie und der Systemlaufzeit stattfinden muss. Zur prototypischen Untersuchung des Sys-

tems wird im Folgenden der Typ BZ015A503Z verwendet, da er neben einem geringen Selbstentladestrom aufgrund seiner vergleichsweise geringen Kapazität eine schnelle Aufladung mittels Energy-Harvester gewährleistet.

5.2 Energiemanagement mittels Mikrocontroller

Im Folgenden wird die Kopplung mittels eines energieeffizienten Mikrocontrollers beschrieben, wodurch die Systemlaufzeit erhöht werden kann. Hierbei handelt es sich um den vorausgehend genannten Mikrocontroller des Typs MSP430 von Texas Instruments. Dieser wird aktuell als einer der stromsparendsten Mikrocontroller am Markt gehandelt. Seine Eignung für die gegebene Applikation wurde innerhalb der Forschungsgruppe im Rahmen der Bachelorarbeit *Evaluation geeigneter Ultra-Low-Power-Mikrocontroller und Programmierung eines SPI-Interface für RFID-Sensor-Anwendungen* von Alexander Brademann [Bra12] evaluiert. Innerhalb dieser Arbeit wurden zunächst verschiedene Prozessoren unterschiedlicher Hersteller miteinander verglichen und hinsichtlich ihres Energieverbrauchs in dedizierten Stromsparmodi klassifiziert. Der MSP430 erwies sich dabei als besonders geeignet, da er den vergleichsweise niedrigsten Stromverbrauch in einem Low Power Mode (LPM) 3 genannten Stromsparmodus aufweist. Dieser Modus zeichnet sich wiederum dadurch aus, dass eine interne Real Time Clock (RTC) aktiv bleibt, welche es dem Prozessor ermöglicht, ein internes Timing für das Aufwecken seiner selbst und der externen Peripherie zu realisieren. Teil der Bachelorarbeit war des Weiteren auch die Inbetriebnahme des MSP430 mittels Evaluationsboard sowie die Implementierung eines Serial Peripheral Interface (SPI) zur Ansteuerung eines RFID-Sensor-Datenloggers. Die Evaluation der Stromsparfunktionalitäten des MSP430 erfolgte anhand eines Evaluationsboards, welches mit einem IC des Typs MSP430G2231 bestückt ist. Die Wahl fiel auf diesen Typ, da er zum einen in einem 14-poligen Plastic Dual In-Line Package (PDIP)-Gehäuse verfügbar ist und somit kompatibel zum Mikrocontroller-Steckplatz auf dem EVB ist, zum anderen weist dieser Typ ein Universal Serial Interface (USI) auf, welches zur Ansteuerung externer Peripherie unter Realisierung des geforderten SPI verwendet werden kann [Bra12].

Die Betriebsmodi des Mikrocontrollers sind laut Datenblatt in Active Mode und LPM 0-4 untergliedert. Der Prozessortakt im Active-Modus ist variabel. So kann durch ein Heruntertakten der Stromverbrauch, insbesondere für Anwendungen mit geringen Anforderungen an die Rechenleistung, gesenkt werden. Der energieeffizienteste Modus stellt der LPM4 dar. Da in diesem Modus allerdings alle internen Taktgeber deaktiviert sind und sich der Mikrocontroller lediglich durch ein externes Signal aufwecken lässt, eignet er sich nicht für die Applikation des Sensor-Datenlogging, da hierfür ein zeitgesteuertes Aufwecken des Mikrocontrollers sowie der angeschlossenen Peripherie notwendig ist. Im LPM3 ist die interne *VLOCLK*, ein niederfrequenter

Low-Power-Oszillator, aktiv, wodurch der Mikrocontroller in der Lage ist, sich zeitgesteuert und autark wieder aufzuwecken [Bra12]. Dieser Modus ist maßgeblich für die Umsetzung des Gesamtkonzepts und er bestimmt auch zu großen Teilen dessen Energieverbrauch. Der eingesetzte RFID-Datenlogger SL900A besitzt ebenfalls verschiedene Betriebsmodi. Diese sind mit Active-, Logging-, Serial-, Ready- und Stand-by-Modus titulierte. Ein Zustandsdiagramm zur Verdeutlichung der Abläufe und Wechsel zwischen den einzelnen Betriebsmodi für den Mikrocontroller und den RFID-Datenlogger ist in Abbildung 5.7 dargestellt. Den für den Energieverbrauch maßgeblichen Modus stellt hier der Energiesparmodus *Stand-by* dar, da sich der Chip bei den meisten Applikationen die überwiegende Zeit in diesem Modus befindet.

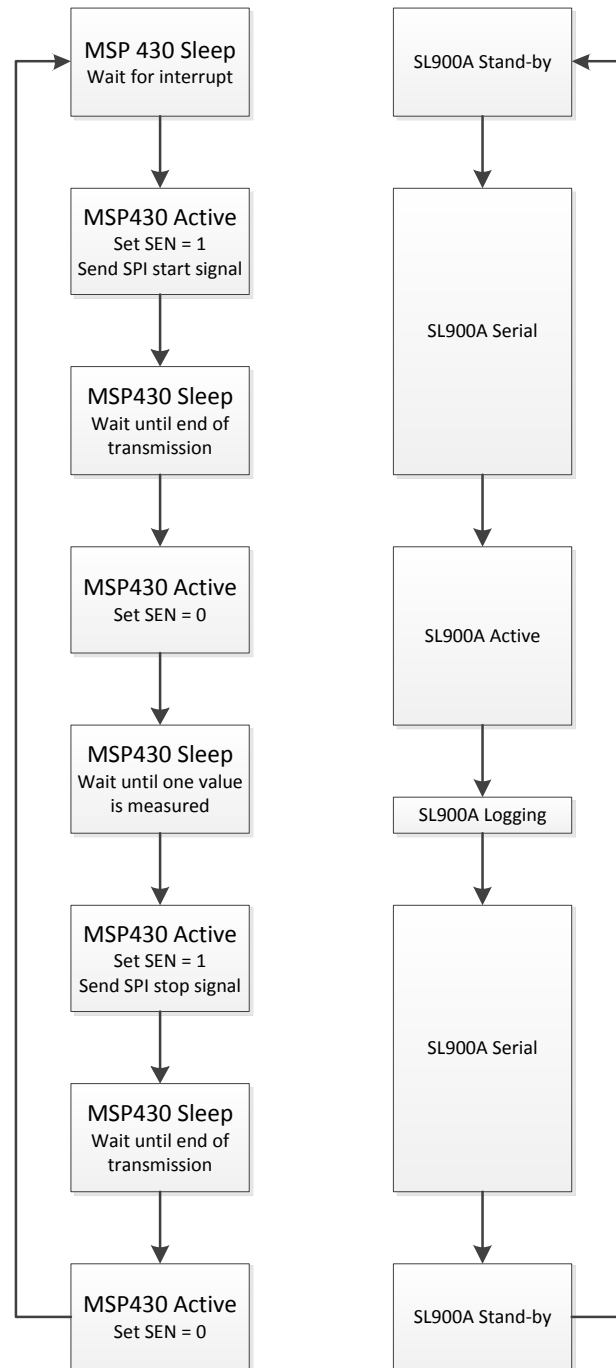


Abbildung 5.7: Zustandsdiagramm für das aus SL900A und Mikrocontroller zusammengesetzte System

Grundlage des effizienten Energiemanagements für das beschriebene RFID-Sensor-Datenlogger-Konzept stellt die Steuerung und das Timing der einzelnen Betriebsmodi des beteiligten Mikrocontrollers sowie des RFID-Datenlogger-ICs dar. Da Letzterer zur Aufnahme und Verarbeitung eines Sensorwerts und das Schreiben in den nicht-flüchtigen Speicher einen vergleichsweise hohen Energieverbrauch aufweist, liegt die Anforderung an dieser Stelle in einer geeigneten Taktung dieser Ereignisse. Besonders bei sehr trägen Vorgängen wie z.B. das Loggen von Temperaturen innerhalb von Klimazellen kann die Anzahl der aufgenommenen Sensorwerte über die Zeitachse reduziert werden um redundante Werte, die zur Erhöhung des Energieverbrauchs führen, zu vermeiden. Insgeheim ist es sinnvoll, die Zeitspanne zwischen zwei Sensorabfragen an die jeweilige Applikation anzupassen um somit stets ein Abwägen zwischen häufiger Abfrage und geringstmöglichem Energieverbrauch durchzuführen. Die zeitliche Abfolge der einzelnen Betriebsmodi von SL900A und MSP430 ist in Abbildung 5.8 dargestellt. Es gilt zu beachten, dass diese Darstellung rein qualitativ zu verstehen ist, da eine durchgängige Skalierung der Zeitachse aufgrund des Verhältnisses von sehr langen Wartezeiten zu sehr kurzen Aktivzeiten quantitativ nicht innerhalb eines Plots visualisierbar ist.

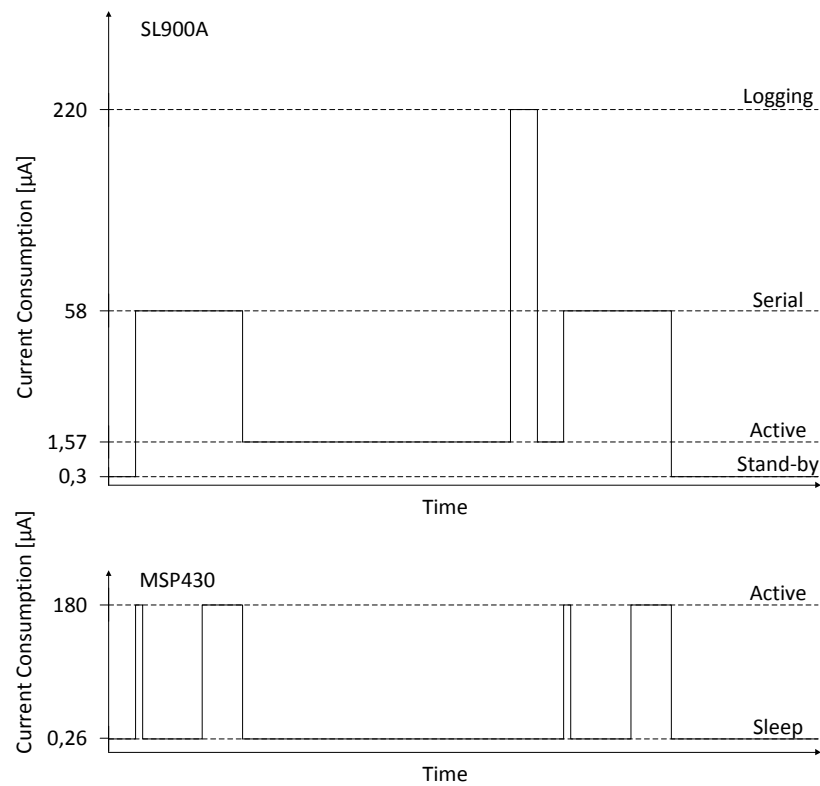


Abbildung 5.8: Zeitliche Abfolge der einzelnen Betriebsmodi von SL900A und MSP430 in qualitativer Darstellung [Bra12]

Zur Kalkulation des durchschnittlichen Energieverbrauchs und folglich der maximalen Systemlaufzeit wird zunächst der Energieverbrauch der Einzelkomponenten in den jeweiligen Betriebsmodi betrachtet. In Tabelle 5.2 sind die Datenblattangaben hinsichtlich des Stromverbrauchs von Mikrocontroller und SL900A dargestellt. Die Tabellen 5.3 und 5.4 stellen den gemessenen Stromverbrauch bei verschiedenen Betriebsspannungen und den kalkulierten Energieverbrauch dar.

Komponente	Betriebsmodus	Dauer	Stromverbrauch
MSP430	Active 1MHz	$1ms$	$300\mu A$
	LPM3	$29,999s$	$0,5\mu A$
SL900A	Logging	$20ms$	$180\mu A$
	Active	$1s$	$2\mu A$
	Serial	$1ms$	$50\mu A$
	Stand-by	$28,978s$	$0,1\mu A$

Tabelle 5.2: Strom- und Energieverbrauch von MSP430 und SL900A laut Datenblatt [Ins11] [AG10b]

Komponente	Betriebsmodus	Dauer	Stromverbrauch	Energieverbrauch
MSP430	Active 1MHz	$1ms$	$287\mu A$	$947pWs$
	LPM3	$29,999s$	$0,38\mu A$	$37619pWs$
SL900A	Logging	$20ms$	$250\mu A$	$16500pWs$
	Active	$1s$	$3,31\mu A$	$10923pWs$
	Serial	$1ms$	$140\mu A$	$462pWs$
	Stand-by	$28,978s$	$0,58\mu A$	$55464pWs$

Tabelle 5.3: Strom- und Energieverbrauch von MSP430 und SL900A bei 3,3V Betriebsspannung (Messung)

Komponente	Betriebsmodus	Dauer	Stromverbrauch	Energieverbrauch
MSP430	Active 1MHz	$1ms$	$180\mu A$	$324pWs$
	LPM3	$29,999s$	$0,26\mu A$	$14040pWs$
SL900A	Logging	$20ms$	$220\mu A$	$7920pWs$
	Active	$1s$	$1,57\mu A$	$2826pWs$
	Serial	$1ms$	$58\mu A$	$104pWs$
	Stand-by	$28,978s$	$0,3\mu A$	$15648pWs$

Tabelle 5.4: Strom- und Energieverbrauch von MSP430 und SL900A bei 1,8V Betriebsspannung (Messung)

Aus den Tabellen ist ersichtlich, dass beide Komponenten für die geringere Betriebsspannung von 1,8V einen wesentlich geringeren Stromverbrauch aufweisen. Aus Gründen der Energieeffizienz ist es also durchaus sinnvoll, das System bei einer möglichst geringen Spannung zu betreiben. Weiterhin ist es notwendig, in Abhängigkeit

der Applikation ein geeignetes Logging-Intervall zu bestimmen. Da der Stromverbrauch für den eigentlichen Logging-Vorgang im Vergleich zu den Wartezeiten zwischen den Logging-Zeitpunkten überdurchschnittlich hoch ist, kann durch Reduzierung der Logging-Häufigkeit (Verlängerung der Wartezeit zwischen zwei Logging-Vorgängen) der Stromverbrauch drastisch reduziert werden. Abbildung 5.9 stellt den durchschnittlichen Stromverbrauch bei 1,8V bzw. 3,3V Betriebsspannung in Abhängigkeit der Wartezeit zwischen den Logging-Vorgängen dar.

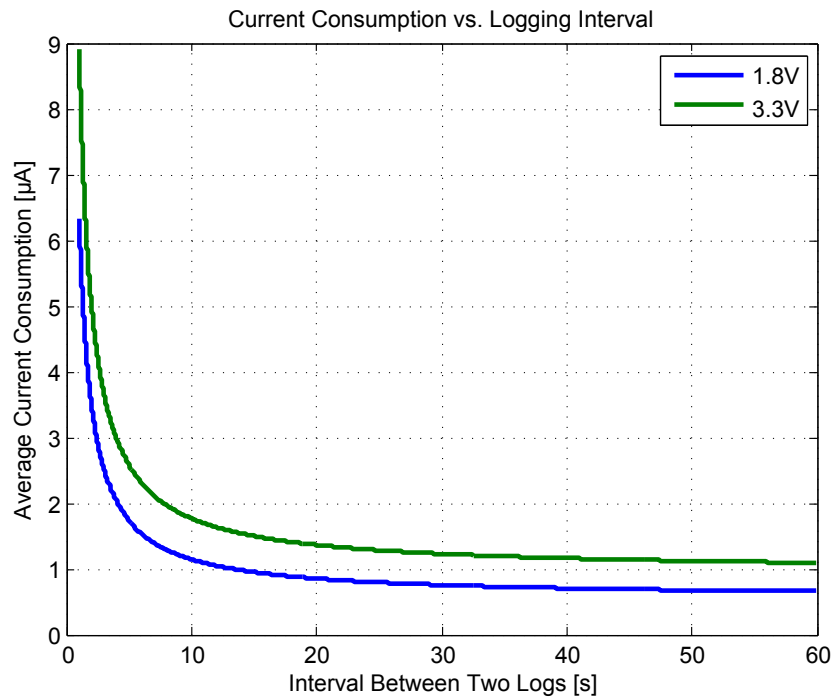


Abbildung 5.9: Durchschnittlicher Stromverbrauch des Gesamtsystems als Funktion der Wartezeit zwischen zwei Logging-Vorgängen

Der Verlauf der Kondensatorspannung, welcher in Abbildung 5.1 bereits für einen geschätzten Stromverbrauch angegeben wurde, kann nun für die bevorzugte AVX-Supercap-Lösung bei bekanntem Selbstentladestrom (hier mit durchschnittlich $2\mu A$ angenommen) sowie bekanntem Gesamtstromverbrauch des Systems berechnet werden. In Abhängigkeit des Logging-Intervalls lässt sich der Spannungsabfall gemäß Abbildung 5.10 darstellen. Unter Beachtung des unteren Spannungs-Grenzwerts für den verwendeten Powerharvester[®] lässt sich die voraussichtliche, theoretische Systemlaufzeit aus dem Diagramm ablesen. Der dargestellte Gesamtstrom berechnet sich dabei aus der Summe des Selbstentladestroms und des Stromverbrauchs von

Mikrocontroller und SL900A in Abhängigkeit des gewählten Logging-Intervalls. Der Laststrom stellt dabei den Entladestrom des Kondensators dar, der bei einer mittleren Entladespannung $U_m = \sqrt{U_{max}^2 - U_{min}^2}$ durchschnittlich aus dem Kondensator fließt, wenn das System am Ausgang des DC-Boosters mit einer Versorgungsspannung von 1,8V betrieben wird. Der Wirkungsgrad des Boosters von etwa 80% wird durch Division des Laststroms durch 0,8 mit einbezogen.

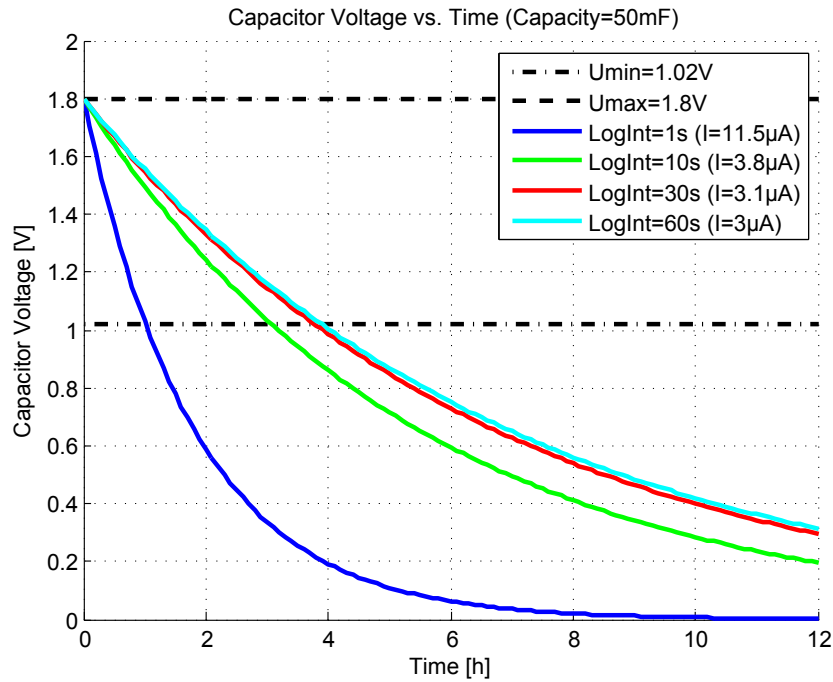


Abbildung 5.10: Verlauf der Kondensatorspannung zur Abschätzung der Systemlaufzeit bei verschiedenen Logging-Intervallen

Für das realisierte System mit dem 50mF-Supercap ergibt sich somit je nach Logging-Intervall eine Systemlaufzeit von bis zu 4h. Für entsprechend höhere Kapazitäten kann eine wesentlich längere Laufzeit gewährleistet werden. Dies hängt lediglich von der Verfügbarkeit von Supercaps mit einer geringen Selbstentladung ab.

5.3 Prototypische Realisierung

Die messtechnische Verifikation des beschriebenen Konzepts erfolgt anhand von Prototypen. Die dafür benötigten PCBs werden mit Hilfe des CST-Simulationsmodells auf dem HF-Trägermaterial DiClad 880 aufgebaut. Zu diesem Zweck wird die Antennenstruktur und das in die Simulation bereits integrierte Chiplayout exportiert und eine Belichtungsvorlage erstellt. Das doppelseitig kupferkaschierte Trägermaterial der Dicke $h = 2,36\text{mm}$ wird manuell einseitig mit Fotolack (Positiv 20 von Kontakt Chemie) beschichtet. An dieser Stelle ist allerdings zu erwähnen, dass durch das händische Auftragen des Fotoresists eine homogene Beschichtung des Materials nur schwer durchführbar ist. Hier könnten maschinelle Beschichtungsverfahren den Herstellungsprozess deutlich vereinfachen. Nach erfolgter Belichtung der Platine mittels der Belichtungsvorlage und manueller Entwicklung im Entwicklerbad wird die Antennenstruktur im Nassätzbad freigeätzt. Die Bestückung beginnt mit dem SL900A. Danach werden Mikrocontroller, Energy-Harvester und Supercap auf die Platine aufgelötet. Im Fall des Mikrocontrollers wird der Typ MSP430G2231 in einer 14-Pin-Plastic Small-Outline Thin Package (TSSOP)-Bauform verwendet, um den geringen verfügbaren Platz auf dem PCB möglichst effizient zu nutzen. Im Laufe des Prototypings hat sich allerdings eine Weiterentwicklung des Layouts ergeben, die in die Herstellung eines zusätzlichen, $0,4\text{mm}$ dünnen Tochter-PCBs aus FR4-Material [Ele12] mündete. Dieses enthält neben der Leitungsführung für die Betriebsspannung des SL900A einen Schalter zum manuellen Aktivieren des Datenloggings und einen Widerstand zur Anpassung der Ausgangsspannung am Energy-Harvester. Letztere wird aus Gründen der Energieeffizienz auf $1,8\text{V}$ reduziert, da der Stromverbrauch des Gesamtsystems, wie vorausgehend beschrieben, bei einer niedrigeren Betriebsspannung ebenfalls wesentlich geringer ist. Der Energy-Harvester erhält zur Regulierung der Ausgangsspannung einen $100\text{k}\Omega$ -Widerstand, der zwischen die V_{CC} - und V_{Set} -Pins geschaltet wird. Am Mikrocontroller ist ebenfalls eine Zusatzbeschaltung notwendig. Diese sogenannte *Reset-Beschaltung*, die ebenfalls durch einen Widerstand des Werts $100\text{k}\Omega$ realisiert wird, dient der Reduzierung des Stromverbrauchs in den Low-Power Modes. Da die Feed-Line-Anpassnetzwerke einen galvanischen Kurzschluss (DC-Short) darstellen, wird an beiden Ports ein DC-Block-Kondensator des Werts 100nF verwendet, um die korrekte Funktionsweise der ICs und die Entkopplung der DC-Anteile von den hochfrequenztechnischen Signalen zu gewährleisten. Abbildung 5.11 stellt das Layout für die Hauptplatine und das Tochter-PCB dar.

Der vollständig aufgebaute Prototyp ist in Abbildung 5.12 dargestellt. Im unteren Bildbereich ist der Mikrocontroller und der SL900A erkennbar. Im oberen Bereich ist das Tochter-PCB mit montiertem Powerharvester[®] abgebildet, daneben findet sich der Schalter zur manuellen Aktivierung des Logging-Vorgangs. Der Supercap bedeckt die Mitte des Antennenpatches. Im unteren Bereich ragt der Konnektor zum Programmieren des Mikrocontrollers und initialen Aufladen des Supercaps über das

Feed-Line-Anpassnetzwerk. Die Abmessungen des PCBs betragen ca. $131 \times 68 \text{ mm}$.

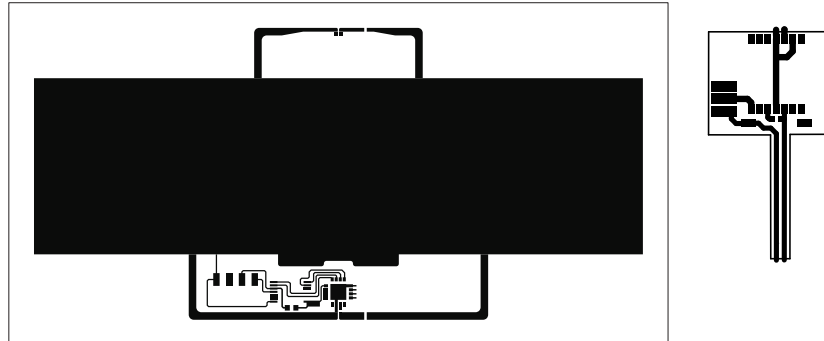


Abbildung 5.11: Layout für Transponder-Platine (links) und Tochter-PCB (rechts)

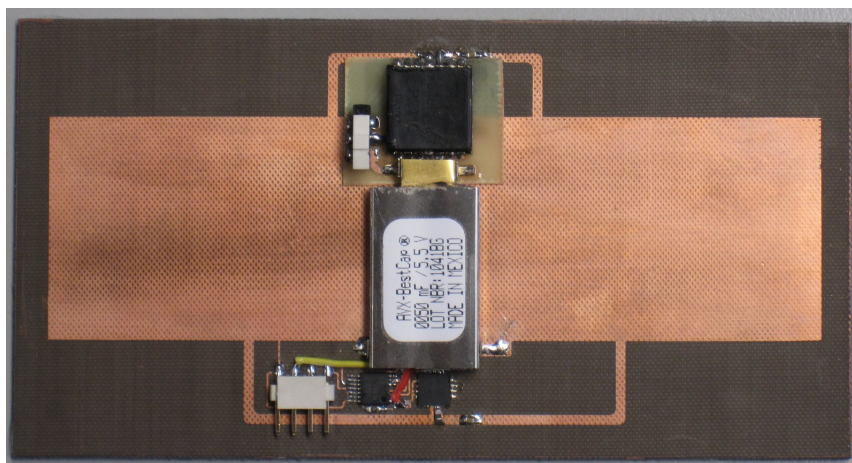


Abbildung 5.12: Foto des vollständig aufgebauten Prototypen

5.4 Messungen

Im Folgenden wird die messtechnische Verifikation anhand der gefertigten Prototypen beschrieben. Alle Messungen wurden mit dem Tagformance-Messsystem gemäß dem in Anhang A.3 dargestellten Messaufbau durchgeführt. An gleicher Stelle findet sich auch die Erklärung der verwendeten Darstellungsformen für die Messkurven. Eine erste Messung dient der Bestimmung der Anpassung an Port 1 der Antennenstruktur. Der Tag wird für diese Messung mittels eines externen Netzteils versorgt,

um zu gewährleisten, dass sich der SL900A permanent im aktivem Modus befindet. Die Impedanz des SL900A ist im Datenblatt für eine Arbeitsfrequenz von 900MHz mit $31\Omega - j320\Omega$ angegeben. Es ist anzunehmen, dass die Anpassung für andere Frequenzen mehr oder weniger deutlich von diesem Wert abweicht. Dementsprechend ist es sinnvoll, den Wert der Kompensationsinduktivität im Laufe der Messung zu verändern um dessen Einfluss auf die Performance des SL900A darzustellen. Weiterhin gilt zu beachten, dass aufgrund von Bauteil- und Fertigungstoleranzen sowie parasitären Effekten der einzelnen Komponenten und dem händischen Lötprozess geringfügige Abweichungen hinsichtlich der Anpassung zwischen Simulation und Messung zu erwarten sind. Abbildung 5.13 stellt das Ergebnis der Messungen für verschiedene Induktivitätswerte dar. Der Plot zeigt die frequenzabhängige, minimale Ausgangsleistung des Messsystems (Transmitted Power), bei der der Tag gerade noch angesprochen werden kann.

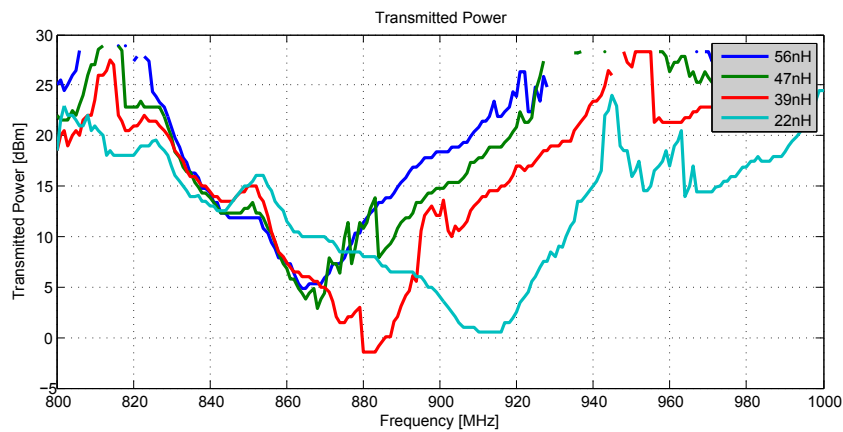


Abbildung 5.13: Minimal notwendige Sendeleistung des Messsystems zur Detektion des Prototyps für verschiedene Kompensationsinduktivitäten

Es ist ersichtlich, dass die Variation des Werts der Anpassinduktivität die Resonanzfrequenz des Tags beeinflusst. Grundsätzlich ist zu beobachten, dass der Tag zu höheren Frequenzen hin immer weniger Leistung benötigt, um mit der RFID-Hardware zu kommunizieren. Dieser Effekt basiert auf der Tatsache, dass die Eingangsimpedanz des SL900A vom Hersteller für 900MHz spezifiziert wurde und sich die Optimierung der Impedanzanpassung auf diesen Wert stützt. Die Messkurven stellen ein relatives Maß für die Eingangsempfindlichkeit des ICs bei verschiedenen Kompensationsinduktivitäten dar. Da die tatsächlich ankommende Leistung am Tag allerdings vom Messaufbau (Antennengewinn, Dämpfungen, Abstand) abhängig ist, stellt die Transmitted Power kein absolutes Maß für die Performance eines Tags dar.

Aus diesem Grund wird im Folgenden die Lesereichweite im Downlink (Theoretical Read Range Forward) betrachtet, welche - basierend auf der Systemkalibrierung - anhand der tatsächlich ankommenden Leistung am Tag ermittelt wird (vgl. Abbildung 5.14).

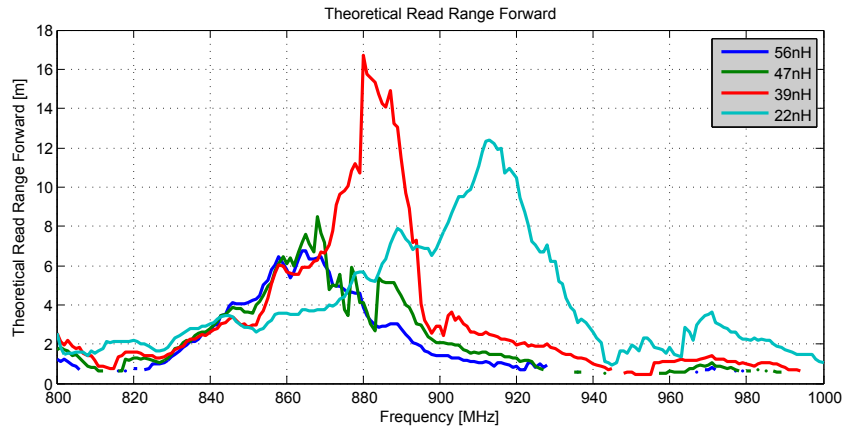


Abbildung 5.14: Gemessene Lesereichweite des Prototyps bei verschiedenen Kompensationsinduktivitäten

Diese Darstellung bestätigt, dass durch Wahl einer geeigneten Induktivität die Arbeitsfrequenz des Tags für verschiedene Frequenzbänder optimiert werden kann. So wird bspw. durch Wahl des Werts $22nH$ eine hohe Lesereichweite im amerikanischen RFID-Nutzband um $915MHz$ erreicht. Für den maßgeblich zu untersuchenden Frequenzbereich des europäischen RFID-Nutzbands um $868MHz$ ergibt sich die höchste Lesereichweite für eine Induktivität von $47nH$. Die Reichweite beträgt in diesem Fall ca. $8m$.

Um den Einfluss des metallischen Kondensatorgehäuses auf die Anpassung der Antennenstruktur zu untersuchen, wird eine Vergleichsmessung mit und ohne Supercap durchgeführt. Dabei wird der SL900A, wie bereits bei der ersten Messung, mittels externem Netzteil versorgt. Die Messkurven sind in Abbildung 5.15 dargestellt. Die an Port 1 mittels $47nH$ angepasste Antennenstruktur weist mit und ohne den montierten Supercap eine vergleichbare Lesereichweite auf. Die Werte mit montiertem Supercap liegen sogar geringfügig über den Werten ohne den Supercap. Dies deckt sich mit den in Kapitel 4.1.3 dargestellten Simulationsergebnissen, wonach das Supercap-Gehäuse an der gewählten Montageposition keinen negativen Einfluss auf die Antennenperformance hat.

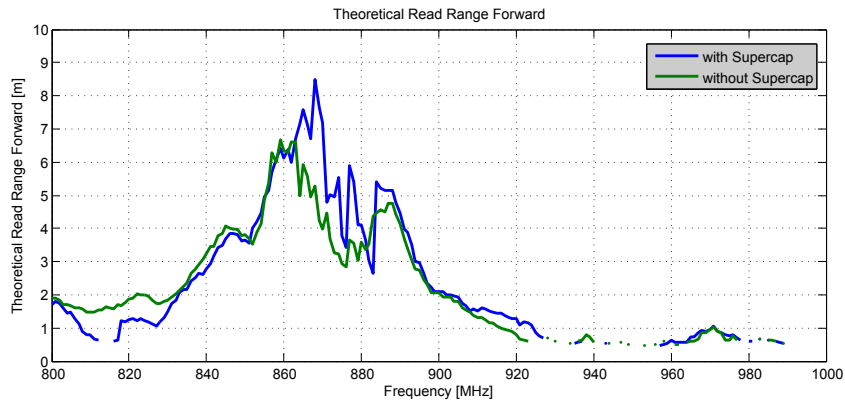


Abbildung 5.15: Einfluss des Supercaps auf die Lesereichweite der Antennenstruktur

Abschließend wird die Lesereichweite in Abhängigkeit des Untergrunds vermessen. Dazu wird der Prototyp zunächst im freien Raum vermessen und anschließend für eine Vergleichsmessung auf eine Kupferplatte montiert. Abbildung 5.16 stellt die resultierenden Messkurven dar. Aufgrund der ausreichenden Entkopplung des gewählten Antennenkonzepts vom Untergrund ist keine negative Beeinträchtigung der Lesereichweite erkennbar. Vielmehr wirkt sich das Vorhandensein eines metallischen Untergrunds bei diesem Antennenkonzept sogar positiv aus, da die Vergrößerung der rückwärtigen Massefläche bei Microstrip-Strukturen typischerweise in einer verbesserten Richtcharakteristik der Antenne resultiert.

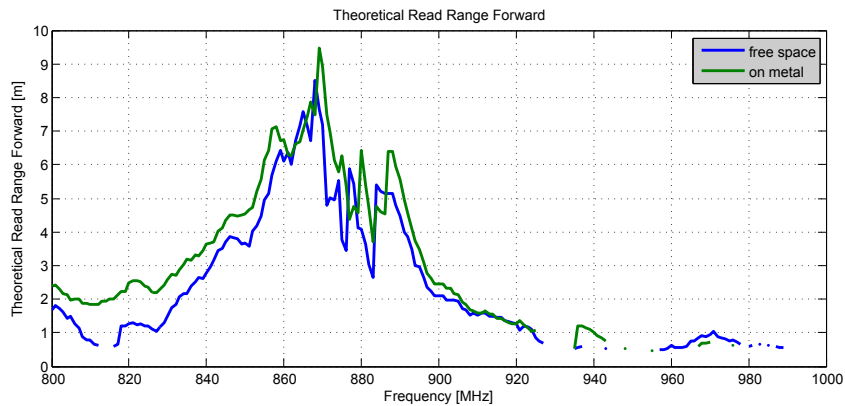


Abbildung 5.16: Vergleichsmessung des Prototypen im freien Raum und auf Metall

Zur Bestimmung des Antennengewinns an Port 1 wird die Messung der Power On Tag Forward, also der am Tag ankommenden Leistung, herangezogen. Der Ge-

winn berechnet sich aus der Differenz der Eingangsempfindlichkeit des RFID-ICs und der empfangenen Leistung am Tag. Die Genauigkeit der Messung ist somit abhängig von der angegebenen Eingangsempfindlichkeit. Das Datenblatt des SL900A liefert hierfür einen Wert in Höhe von -15dBm bei 900MHz . Daraus ergibt sich der über die Frequenz dargestellte Antennengewinn gemäß Abbildung 5.17. Hierbei wird die Messkurve für die Kompensationsinduktivität 47nH mit dem durch Microwave Studio simulierten Broadband Gain verglichen. Der Plot zeigt eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung. Der Antennengewinn an Port 1 wurde somit messtechnisch verifiziert.

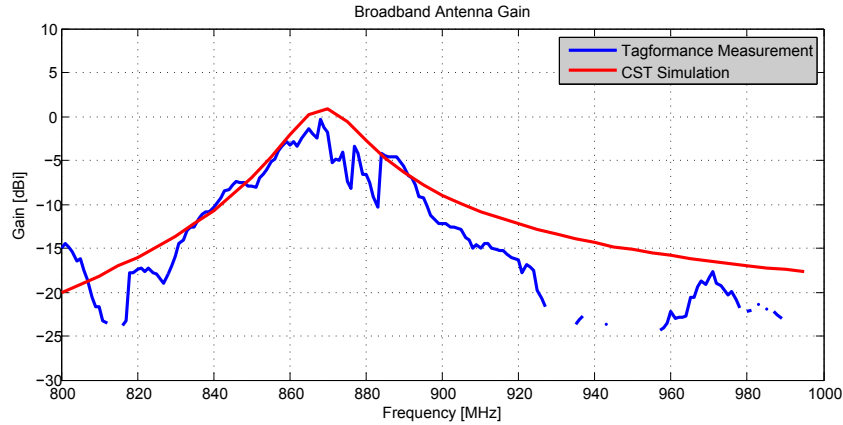


Abbildung 5.17: Frequenzabhängiger Antennengewinn, simuliert und gemessen

Die Performance der Antennenstruktur für den zweiten Antennenport wird mittels Messung der vom Energy-Harvester aufgenommenen Energie verifiziert. Dabei wird der in Kapitel 3.2 beschriebene Messaufbau zu Grunde gelegt und teilweise modifiziert. Die Parameter auf Sendeseite (Reader, Ausgangsleistung, Kabel, Antennengewinn) werden beibehalten. Auf Empfangsseite wird nun der aufgebaute Prototyp anstelle der Poynting-Empfangsantenne positioniert, weshalb von dem in Kapitel 3.2 ermittelten Leistungswert der Antennengewinn in Höhe von $6,5\text{dBi}$ subtrahiert wird. Um diesen Verlust zu kompensieren, wird der Abstand zwischen Sendeantenne und Tag auf $0,5\text{m}$ reduziert, was in einer Reduktion der Freiraumdämpfung um 6dB mündet. Da die Sendeantenne zirkular, die Empfangsantenne am Tag jedoch linear polarisiert ist, ergibt sich außerdem ein Polarisationsverlust von 3dB . Die Leistungsbilanz berechnet sich demnach anhand der folgenden Formel:

$$P_{Tag} = 22\text{dBm} - 2\text{dB} + 6,5\text{dBi} - 25,2\text{dB} - 3\text{dB} = -1,7\text{dBm} \quad (5.1)$$

P_{Tag} entspricht dabei der berechneten Eingangsleistung des Energy-Harvesters un-

ter der Annahme, dass die Antennenstruktur am zweiten Port einen Gewinn von 0dBi aufweist. Verluste durch Impedanzabweichungen und Fertigungstoleranzen sind hierbei nicht berücksichtigt. Zur Verifikation dieser Berechnung erfolgt die Messung der Aufladezeit des Supercaps zwischen den unteren und oberen Grenzwerten für die Kondensatorspannung des Energy-Harvesters (vgl. Kapitel 3.2). Der berechnete Leistungspegel am Tag entspricht in entlogarithmierter Form einer Leistung von ca. $0,67\text{mW}$. Bei einem ermittelten Wirkungsgrad von 64% ergibt sich die theoretische Aufladezeit zu:

$$t_{\text{charge}} = \frac{\Delta W_{\text{Cap}}}{P_{\text{Tag}} \cdot \eta_{\text{rect}}} = \frac{13\text{mWs}}{0,67\text{mW} \cdot 0,64} = 30,3\text{s} \quad (5.2)$$

wobei t_{charge} die Aufladezeit des Kondensators, ΔW_{Cap} die gespeicherte Energie und η_{rect} den Wirkungsgrad des Gleichrichters bei der gegebenen Arbeitsfrequenz bezeichnet. Die Messung der Aufladezeit ist in Abbildung 5.18 dargestellt.

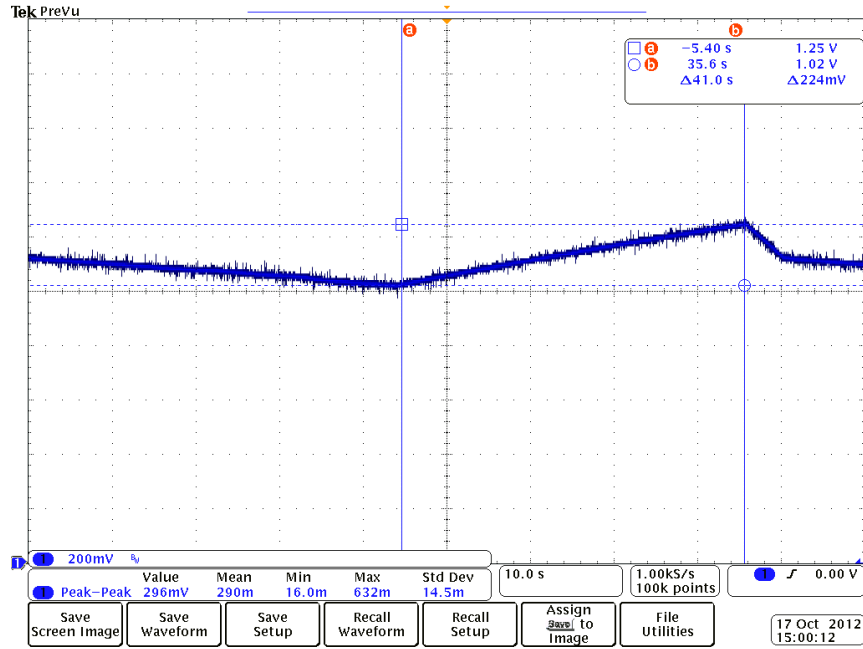


Abbildung 5.18: Messung der Aufladezeit des Prototypen

Der Energy-Harvester benötigt demnach für die Ladung des Kondensators von $1,02\text{V}$ auf $1,25\text{V}$ etwa 41s . Die am IC zur Verfügung stehende Leistung berechnet sich folglich zu:

$$P_{\text{Tag}} = \frac{\Delta W_{\text{Cap}}}{t_{\text{charge}} \cdot \eta_{\text{rect}}} = \frac{13\text{mWs}}{41\text{s} \cdot 0,64} = 0,495\text{mW} \quad (5.3)$$

Die so ermittelte Eingangsleistung des Energy-Harvesters entspricht einem Leistungspegel von ca. $-3dBm$. Vergleicht man diesen Wert mit dem vorausgehend berechneten Sollwert, so ergibt sich eine Differenz von lediglich $-1,3dB$. Da dieser Wert ohne die Berücksichtigung eines Antennengewinns am Tag ermittelt wird, lässt sich folgender Schluss ziehen: Die Leistungsbilanz für den Tag-Antennengewinn, der Impedanzfehlanpassung an Port 2 und fertigungsbedingter Toleranzen beträgt in der Summe $-1,3dB$. Dies bestätigt das Simulationsergebnis, wonach die Empfangsantenne für Port 2 einen Antennengewinn von ca. $0dBi$ aufweist. Geht man davon aus, dass durch nicht ideale Impedanzanpassung und Toleranzen bei der Fertigung nicht selten Verluste in Höhe von $2dB$ oder höher entstehen können, so liegt der Antennengewinn sogar leicht oberhalb des simulierten Werts.

Zur Ermittlung der Systemlaufzeit wird der Supercap auf dem Prototypen zunächst auf $1,8V$ aufgeladen. Nach vollständiger Ladung wird das System mittels des implementierten Schalters gestartet. Nach kurzer Initialisierung des SL900A durch den Mikrocontroller startet der Logging-Vorgang, der alle $30s$ einen Temperaturwert abfragt und diesen in den EEPROM des SL900A schreibt. Die Wahl des Logging-Intervalls ist dabei ein praktikabler Kompromiss zwischen einer möglichst hohen Anzahl aufgenommener Messwerte und einer ausgedehnten Systemlaufzeit. Für $30s$ beträgt der Gesamtstromverbrauch des Systems gemäß Abbildung 5.9 $0,75\mu A$ bei $1,8V$ Betriebsspannung ($1,23\mu A$ bei $3,3V$). Gemäß den Berechnungen nach Abbildung 5.10 sollte die Laufzeit des Systems für den gegebenen Stromverbrauch und unter Berücksichtigung des Selbstentladungsstroms bei etwa $4h$ liegen. Tatsächlich ergibt die Messung der Kondensatorspannung mittels eines digitalen Speicheroszilloskops jedoch einen derart starken Spannungsabfall, dass der Supercap bereits nach etwa $10min$ seinen unteren Grenzwert für die Kondensatorspannung ($1,02V$) erreicht. Diese Entladezeit korrespondiert mit einem Entladestrom von etwa $30\mu A$.

Bei der Deutung dieser Messung müssen die Verluste durch die angeschlossene Beschaltung durch das Oszilloskop miteinbezogen werden. Da die verwendete Probe allerdings einen Innenwiderstand von $1M\Omega$ hat, können die dadurch entstehenden Leckströme keine derart schnelle Entladung des Supercaps bewirken. Um der Ursache für die unverhältnismäßig schnelle Entladung auf den Grund zu gehen, wird diese in der Folge ohne die Beschaltung von SL900A und Mikrocontroller, also mit offenem Spannungsausgang, untersucht. Die Kondensatorspannung verläuft dabei nahezu identisch der ersten Messung, was einen Einfluss der Verbraucher ausschließt und den geringen Einfluss der stromsparenden Last gegenüber einem großen parasitären Ruhestrom bestätigt. Bei der Messung des Entladeverhaltens des P2110 (vgl. Tabelle 3.1) wurde ein nahezu konstanter Wirkungsgrad des Boosters für unterschiedlichste Lasten gemessen. Folglich wurde davon ausgegangen, dass auch für sehr viel geringere Lasten dieser Wirkungsgrad im selben Bereich liegt. Dem ist allerdings nicht so. Vielmehr verschlechtert sich der Wirkungsgrad des Boosters für sehr kleine Ströme signifikant. Im Fall der im Rahmen dieser Arbeit optimierten, sehr energiesparenden

Beschaltung beträgt der Ruhestrom des Boosters etwa das Dreißigfache des Laststroms.

Auf Nachfrage bestätigt der Hersteller dieses Verhalten und schlägt gleichzeitig vor, die Schaltung derart zu modifizieren, dass der Supercap am Ausgang des Boosters betrieben wird und eine kleine Stützkapazität ($1000\mu F$) einer Pulsladung des Supercaps dient. Aufgrund von Stromrückflüssen in den P2110 im inaktiven Zustand ist dazu allerdings eine zusätzliche Beschaltung notwendig, welche in Abbildung 5.19 dargestellt ist [Cor].

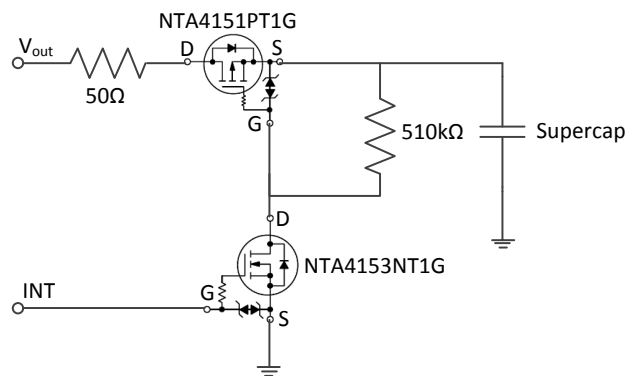


Abbildung 5.19: Externe Beschaltung des P2110 bei Betrieb des Supercaps am Ausgang

Die Schaltung dient der Isolation des Supercaps vom Boosterausgang, wenn dieser inaktiv ist. Der zwischen V_{out} und Supercap in Serie geschaltete p-Kanal-MOSFET sperrt im inaktiven Zustand und verhindert so einen Stromrückfluss vom Supercap zum Booster. Der INT -Pin des P2110 (vgl. [Cor10b]) liefert eine positive Spannung, sobald der Boosterausgang aktiv wird. Diese Spannung steuert den n-Kanal-MOSFET durch und der Gate-Anschluss des p-Kanal-MOSFETs wird auf Massepotenzial gelegt. Durch die nun gegenüber der Source-Spannung negativere Gate-Spannung am p-Kanal-MOSFET schaltet dieser durch und der Supercap wird geladen. Schaltet der P2110 seinen Spannungsausgang inaktiv, so wird auch der INT -Pin spannungslos und der n-Kanal-MOSFET sperrt. Der p-Kanal-MOSFET gleicht sein Gate-Potenzial daraufhin über den hochohmigen Widerstand zwischen Gate und Source wieder seinem Source-Potenzial an und sperrt in der Folge ebenfalls. Folglich sind Boosterausgang und Supercap wieder voneinander isoliert.

Der Drain-Anschluss des p-Kanal-MOSFETs ist mit V_{out} , der Source-Anschluss mit dem Supercap verbunden. Diese Einbaurichtung gewährleistet im Fall des vollständig entladenen Supercaps die korrekte Funktionsweise der Schaltung, da durch die Body-Diode ein benötigtes, definiertes Source-Potenzial erzeugt wird. Die Symbole der MOSFETs wurden den entsprechenden Datenblättern des Herstellers ON-Semiconductor [Sem] entnommen.

Die Alternativbeschaltung birgt allerdings einige Nachteile. Durch das Verlegen des Supercaps an den Ausgang der Schaltung kann für die Verbraucher keine konstante Betriebsspannung mehr zur Verfügung gestellt werden. Da der Mikrocontroller eine Mindest-Versorgungsspannung von $1,8V$ benötigt, ist es an dieser Stelle nicht sinnvoll, den Booster mit dieser Ausgangsspannung zu betreiben, da bei Entladung des Supercaps der Spannungspegel sehr schnell unter $1,8V$ fallen und somit das System nicht mehr arbeiten würde. Durch Anheben der Ausgangsspannung auf einen höheren Wert (z.B. $3,3V$) muss wiederum ein höherer Stromverbrauch des Systems (vgl. Tabellen 5.3 und 5.4) in Kauf genommen werden. Auch der Selbstentladestrom des Supercaps wird sich bei höheren Ladespannungen vergrößern. Erwartungsgemäß dürfte dieser Mehrverbrauch in seiner Größenordnung allerdings gegenüber dem unverhältnismäßig hohen Ruhestrom des Boosters vernachlässigbar sein, weshalb diese Lösung zur Erhöhung der Systemlaufzeit in Betracht gezogen werden kann. Bei einer Ladespannung von $3,3V$ ist auf dem Supercap außerdem ein höherer verfügbarer Energiebetrag (etwa $191mWs$) abrufbar, der sich positiv auf die Systemlaufzeit auswirken dürfte. Es muss an dieser Stelle allerdings erwähnt werden, dass das Timing des Mikrocontrollers in gewissen Grenzen von der Betriebsspannung abhängig ist. Diese Toleranzen, die der Hersteller mit etwa 3% angibt [Ins11], sind allerdings für die punktuelle Aufnahme von Temperaturwerten vernachlässigbar. Zur Untersuchung der alternativen Lösung mittels Zusatzbeschaltung des P2110 wird das Layout des Tochter-PCBs modifiziert. Der Supercap wird dazu an den Ausgang des Powerharvesters[®] geschaltet, der Widerstand zur Einstellung der Ausgangsspannung (V_{set}) wird entfernt und die beschriebene Schaltung nach Abbildung 5.19 wird auf dem Tochter-PCB integriert.

Bevor auf die messtechnische Verifikation der beschriebenen Lösung eingegangen wird, kann eine weitere Alternativlösung in Betracht gezogen werden. Diese stützt sich auf die Verwendung eines anderen Energy-Harvester-Typs, des P1110 [Cor10a]. Dieser Chip ähnelt dem P2110, er besitzt allerdings keinen DC-Booster, da er für das permanente Laden von Batteriezellen entwickelt wurde. Er kann jedoch auch ohne notwendige Zusatzbeschaltung zur Ladung von Supercaps eingesetzt werden. Dabei agiert der Powerharvester[®] als Stromquelle. Seine Ausgangsspannung passt sich der des Verbrauchers an. Die maximale Zellen- bzw. Kondensatorspannung am Ausgang lässt sich über drei Abgriffe am IC begrenzen. Ein Nachteil des P1110 gegenüber dem P2110 ist allerdings die deutlich geringere RF-Eingangsempfindlichkeit. Diese beträgt lediglich $-5dBm$, die des P2110 $-11dBm$. Zur Verifikation dieser Lösung

wird das ursprüngliche Layout des Tochter-PCBs nochmals modifiziert. Zur Anpassung an den P1110 sind nur wenige Änderungen notwendig. Der Supercap wird dazu wieder an den Ausgang geschaltet und der V_{set} -Widerstand entfernt. Die maximale Ausgangsspannung wird mittels Masseverbindung des *ALK*-Pins (vgl. [Cor10a]) auf 3,3V festgesetzt. Die Messung der Ladezeit durch das HF-Feld wird gemäß der in Abbildung 5.18 dargestellten Messung analog für den P1110 durchgeführt. Dabei wird, um einen direkten Vergleich der beiden Lösungen zu ermöglichen, auch hier das Spannungsintervall zwischen 1,02V und 1,25V betrachtet. Die gemessene Aufladezeit entspricht mit 41,5s nahezu der für den P2110 gemessenen Zeit. Beide Powerharvester[®] weisen somit einen vergleichbaren Gleichrichter-Wirkungsgrad η_{rect} auf.

Zur Messung der Systemlaufzeit beider Lösungen werden die Supercaps auf den Prototypen-PCBs auf 3,3V aufgeladen. Anschließend wird mittels Schalter das Logging gestartet und es erfolgt eine Messung der Kondensatorspannung über der Systemlaufzeit. Aufgrund der schwankenden Ausgangsspannung im Bereich zwischen 3,3V und 1,8V ist ein sich ändernder Stromverbrauch zu erwarten. Dieser sollte in etwa dem Mittelwert der gemessenen Werte aus den Tabellen 5.3 und 5.4 entsprechen. Der Selbstentladestrom des Supercaps steigt für die Betriebsspannung 3,3V auf etwa $3\mu A$ (messtechnisch bestimmt) an. Der Gesamtstromverbrauch des Systems ist somit höher als bei einer vergleichbaren Betriebsweise mit 1,8V. Die theoretische Berechnung der Systemlaufzeit resultiert zu etwa 5,8h. Hierbei wurde allerdings die Initialisierungsphase des Mikrocontrollers beim Aktivieren des Logging-Vorgangs (nach Umlegen des Schalters), in der dieser einen vergleichsweise hohen Stromverbrauch aufweist, nicht berücksichtigt. Ebenfalls nicht berücksichtigt wurde ein möglicher Leckstrom des Energy-Harvesters (P1110) bzw. der angeschlossenen Zusatzbeschaltung (P2110). Aufgrund dieser Gegebenheiten ist bei der Messung eine - im Vergleich zur Berechnung - geringere Systemlaufzeit zu erwarten.

Für beide Prototypen ergibt sich aus der Messung eine - im Vergleich zur ersten Lösung des P2110 ohne Zusatzbeschaltung - deutlich erhöhte Systemlaufzeit. Das so realisierte System läuft stabil für etwa 3h, bevor der Supercap die Mindest-Betriebsspannung des Mikrocontrollers von 1,8V erreicht und sich dieser somit abschaltet. Der Verlauf der Kondensatorspannung über der Systemlaufzeit ist für beide Lösungen in Abbildung 5.20 dargestellt.

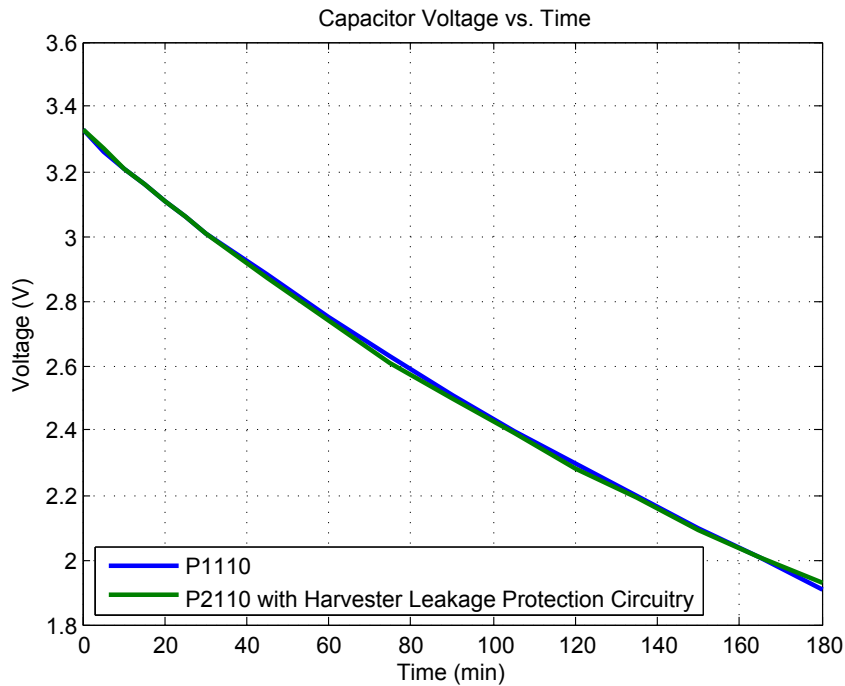


Abbildung 5.20: Messung der Systemlaufzeit der alternativen Lösungen (Verlauf der Kondensatorspannung)

Aufgrund der vergleichbaren Systemlaufzeit kann auf einen nahezu identischen Energieverbrauch für beide Lösungen geschlossen werden. Zur weiteren Steigerung der Systemlaufzeit kann die Verwendung von Supercaps höherer Kapazität in Betracht gezogen werden. Insbesondere für Applikationen, bei denen vorab eine Aufladung des Kondensators realisierbar ist (z.B. bei Loggingprozessen in der Kühlketten- oder Transportüberwachung), kann so ein zusätzliches Energiebudget für die Überbrückung eines ausgedehnten Zeitraums ohne die Versorgung durch ein elektromagnetisches Feld bereitgestellt werden. Um hinsichtlich der Laufzeitsteigerung einen Ausblick liefern zu können, wird abschließend der Prototyp mit dem P2110 und Zusatzbeschaltung in Verbindung mit einem vollständig aufgeladenen Supercap des Typs GW202G von CAP-XX vermessen. Aufgrund der mehr als vierfach höheren Kapazität dieses Supercaps im Vergleich zur vorher evaluierten AVX-Lösung und vergleichbaren Leckströmen ist eine deutliche Laufzeitsteigerung zu erwarten. Abbildung 5.21 stellt das Messergebnis dar, wonach eine Systemlaufzeit von fast 16h erreicht wird. Für den letzten Messwert (16h) liegt die Betriebsspannung bereits deutlich unter 1,8V. Der starke Spannungsabfall am Ende der Messung beruht auf der Tatsache, dass der Mikrocontroller sich bei Spannungen unterhalb 1,8V abschaltet und der SL900A

nicht mehr im Stand-by Mode betrieben wird, was folglich einen wesentlich höheren Stromverbrauch bedingt.

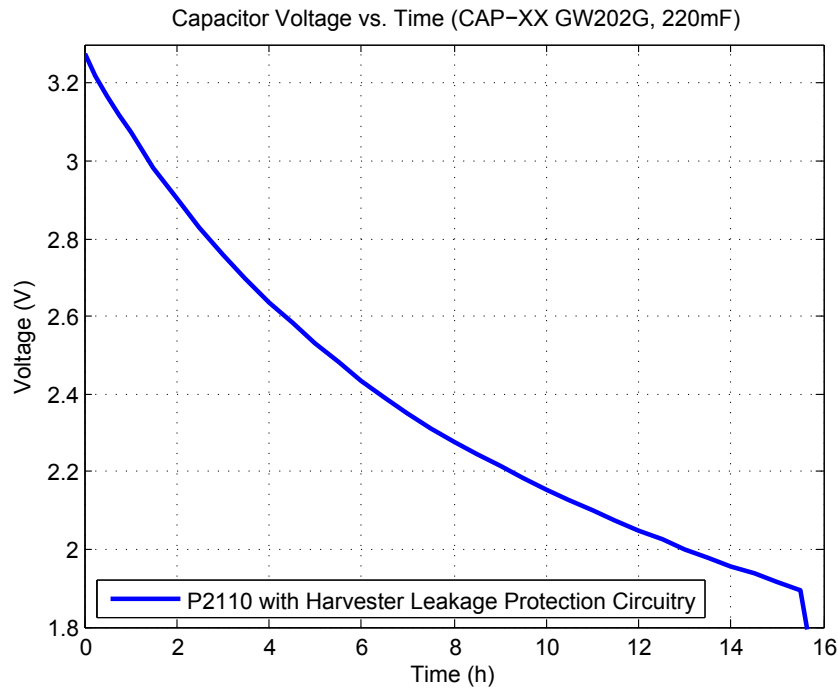


Abbildung 5.21: Messung der Systemlaufzeit bei Verwendung eines 220mF-Supercaps

Letztlich ist die Wahl des Supercaps, des Powerharvesters[®] und der Art der Beschaltung von der Zielapplikation abhängig zu machen. Für Anwendungen, in denen ein permanentes RFID-Feld mit nur kurzen Unterbrechungszeiten zur Verfügung steht, kann die ursprünglich angestrebte Lösung eingesetzt werden. Für lange Laufzeiten außerhalb eines elektromagnetischen Felds kann entweder die P2110-Lösung mit Zusatzbeschaltung oder die P1110-Lösung ohne Zusatzbeschaltung eingesetzt werden. Hierbei ist erstere vorzuziehen, wenn Versorgungsreichweiten und damit eine höhere Eingangsempfindlichkeit des RF-Harvesters im Vordergrund stehen. Letztere ist unter anderem aufgrund des etwas geringeren Preises interessant, sie bietet jedoch eine etwas geringere Reichweite für das RF-Harvesting. Die Kapazität des Supercaps muss insbesondere im Hinblick auf die zu erwartende Funkversorgung angepasst werden. So eignen sich geringere Kapazitäten für Applikationen, in denen ein elektromagnetisches Feld nahezu permanent zur Verfügung steht und nur kurze Unterbrechungszeiten überbrückt werden müssen. Höhere Kapazitäten sind für lange

autarke Logging-Zyklen geeignet, wie sie insbesondere bei logistischen Applikationen vorgefunden werden können.

Zur Vervollständigung der Systemverifikation wird abschließend das Auslesen der Temperaturwerte durch die RFID-Infrastruktur untersucht. Dies geschieht unter Verwendung des RD1-Development-Kits von IDS Microchip [AG10a]. Nach Aufladung des Supercaps wird der Logging-Betrieb aktiviert und der Prototyp anschließend in einen Kühlschrank gelegt, um eine deutlich sichtbare Änderung der aufgenommenen Temperaturwerte zu provozieren. Nach etwa 15min wird der Tag wieder aus dem Kühlschrank entnommen und ins RFID-Feld des Reader-EVBs gebracht. Die gespeicherten Informationen werden dann durch die Auswertesoftware ausgelesen. Der Screenshot in Abbildung 5.22 stellt die die aufgezeichnete Temperaturkurve innerhalb der Softwareoberfläche dar. Durch das Kühlen des Tags zeigen die 30 aufgenommenen Messwerte einen deutlichen Temperaturabfall über der Zeit.

Der interne Speicher des SL900A kann laut Datenblatt [AG10b] in dem für die Applikation gewählten Logging-Modus 841 Temperaturwerte aufnehmen. Somit lässt sich bei einem Logging-Intervall von 30s eine Logging-Periode von 7h realisieren. Für längere Zeiträume muss das Logging-Intervall entsprechend vergrößert werden.

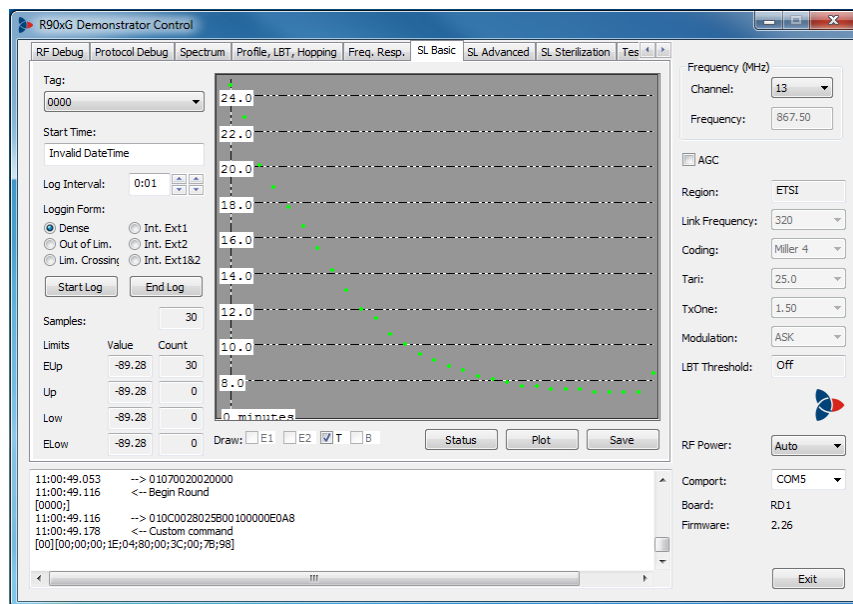


Abbildung 5.22: Screenshot der Software zur Auswertung der gespeicherten Sensorwerte (IDS Microchip [AG10a])

5.5 Kostenkalkulation und voraussichtliche Preisentwicklung

Abschließend sollen auch die wirtschaftlichen Chancen des Prototypen hinsichtlich einer möglichen Produktreife bewertet werden. Dazu gilt es zunächst, die Preise der verwendeten Komponenten zu untersuchen. In Tabelle 5.5 sind die zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Arbeit recherchierten Preise und die Staffelung anhand verschiedener Stückzahlen dargestellt. Dabei handelt es sich um Netto-Endkundenpreise von deutschen Distributoren. Die Tabelle dient einer Übersicht über eine mögliche Preisentwicklung. Abweichende Preise für hohe Stückzahlen, z.B. bei Direktbezug beim Hersteller oder international tätigen Distributoren, sind nicht enthalten.

Komponente	Preis für Stückzahl: 1	10	100	1.000	10.000
MSP430	1,07	0,97	0,58	0,57	0,57
Supercap	12,42	10,64	8,87	8,44	8,44
P2110	29,49	28,41	28,41	28,41	28,41
P1110	26,40	25,16	25,16	25,16	25,16
SL900A	5,00	5,00	5,00	2,59	2,12
DiClad 880	8,66	8,66	7,75	6,83	5,66
\sum mit P2110	56,64	53,68	50,61	46,84	45,20
\sum mit P1110	53,55	50,43	47,36	43,59	41,95

Tabelle 5.5: Übersicht der Bauteilkosten und Preisstaffelung für das beschriebene System (Nettopreise in Euro)

Die Tabelle enthält die Preise der Kernkomponenten, nicht aber diejenigen zusätzlicher Kleinteile wie diskrete Induktivitäten und Kapazitäten oder Lötmaterial. Diese sind für eine grobe Preiskalkulation allerdings vernachlässigbar. Die berechnete Gesamtsumme ist alternativ bei Verwendung des P2110- und des P1110-Energy-Harvesters dargestellt. Weiterhin gilt zu beachten, dass der Preis des Supercaps für 10.000 Stück nicht ermittelt werden konnte, weshalb dort der Preis für geringere Stückzahlen eingesetzt wurde. Für das HF-Trägermaterial DiClad 880 wurde der Preis anhand des Endkundenpreises für die Abnahme ganzer Substratplatten des Maßes $12 \times 18 \text{ in}$ beim deutschen Distributor ermittelt. Dabei wurde davon ausgegangen, dass beim derzeitigen Layout 12 PCBs aus einer Platte gefertigt werden können. Der Preis des Gesamtsystems liegt mit etwa 40 – 55 Euro im Bereich des Preises derzeit verfügbarer, proprietärer Datenlogger-Systeme. An dieser Stelle sei erwähnt, dass für die prototypische Realisierung mit dem AVX-Supercap eine vergleichsweise teure Kondensatorlösung gewählt wurde. Für Applikationen, in denen ein höherer Leckstrom aufgrund einer geringeren zu überbrückenden Logging-Zeit ohne RFID-Versorgung zulässig ist, kann auf preisgünstigere Lösungen zurückgegriffen werden.

Verfügbare Supercaps vergleichbarer Kapazität sind von alternativen Herstellern bereits ab etwa 4 Euro verfügbar.

Hinsichtlich des den Gesamtpreis dominierenden Powerharvesters[®] sind für Low-Cost-Anwendungen ebenfalls Alternativen denkbar. So bietet Powercast für hohe Stückzahlen mittels Lizenzvertrag ein Referenz-Design für einen Powerharvester-Chipsatz an, das laut Ankündigung des Unternehmens vom 22. Februar 2012 für einen Preis von knapp 2 US-Dollar realisierbar ist. Diese Lösung ist zwar weniger hochintegriert als der P2110-IC, soll aber laut Aussage des Unternehmens ähnlich kompakt sein und eine vergleichbare Performance aufweisen. Für kleinere Stückzahlen können durch Verwendung des P1110 die Gesamtkosten reduziert werden, da der Chip - verglichen mit dem P2110 - etwa 10% preisgünstiger ist.

Die Stückpreise des SL900A beziehen sich auf die QFN-16-Bauform. Diese Gehäusevariante ist verhältnismäßig teuer. Der Distributor bietet für größere Stückzahlen auch komplette Wafer mit losen Dies („nackte“ Einzelchips) an. Hierbei liegt der Preis pro Die für 10.000 Stück bei 1,53 Euro. Für eine dritte sogenannte „*Bumped and Sawn*“-Variante (bereits ausgesägte Einzelchips) liegt der Stückpreis bei Abnahme von 10.000 Stück bei 1,69 Euro. Hinsichtlich des RFID-Datenloggers kann also der Stückpreis durch Verwendung einer alternativen Gehäuseform ebenfalls drastisch gesenkt werden.

Letztlich kann der Preis des Trägermaterials durch Verwendung neuartiger, verlustarmer Substrate reduziert werden. Dies ist vor allem für solche Anwendungen sinnvoll, bei denen eine höhere Lesereichweite aufgrund von räumlich kompakten RFID-Gates nicht das primäre Ziel darstellt. Durch den steigenden Integrationsgrad hochfrequenztechnischer Schaltungen in unterschiedlichste Systeme nimmt die Nachfrage nach verlustarmen und gleichzeitig kostengünstigen Substratmaterialien stetig zu. Für die vorliegende Entwicklung könnte bspw. das Material *MultiClad HF* des Herstellers Arlon [fEM12] von Bedeutung sein, welches aufgrund seines geringen dielektrischen Verlustfaktors für Mittel- bis Fernbereichs-RFID-Systeme geeignet wäre. Aufgrund der vergleichsweise hohen relativen Permittivität von etwa 3,7 sind mit diesem Material außerdem kompaktere Antennenstrukturen realisierbar. Die Preiserparnis läge - verglichen mit DiClad 880 - derzeit bei etwa 40%. Weiterhin könnten durch die kompaktere Bauform aus einer Substratplatte eine größere Anzahl von PCBs gefertigt werden, was den Systempreis ebenfalls weiter senken würde.

Durch die beschriebenen, günstigeren Alternativkomponenten und Optimierungsmaßnahmen könnte der Preis für den realisierten Datenlogger durchaus auf unter 10 Euro gesenkt werden und läge somit im selben Bereich wie hochwertige UHF-RFID-Tags, böte aber die in dieser Arbeit beschriebenen Mehrwerte bei gleichzeitig reduziertem Wartungsaufwand gegenüber aktiven Lösungen.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit beschreibt die Entwicklung eines Dual-Feed-Antennenkonzepts für passive RFID-Datenlogger auf kritischen Untergründen. Basis der Entwicklung stellt eine Microstrip-Antennenstruktur für On-Metal-Tags im UHF-Frequenzband dar. Die Struktur wird hinsichtlich ihrer Performance auf verschiedenen Substratmaterialien optimiert und unter der Verwendung eines zweiten Speiseports hinsichtlich eines Dual-Feed-Konzepts erweitert. Dabei wird das Impedanzverhalten der Antenne in Abhängigkeit der Speisepositionen analysiert und es werden verschiedene Ansätze zur Anpassung an die Zielimpedanz miteinander verglichen. Der Design-Prozess sowie die Optimierung der Impedanzanpassung werden simulationstechnisch unterstützt und durch eine analytische Betrachtung mittels geeigneter Modellierungsansätze verifiziert.

Weiterhin erfolgt die Integration der entwickelten Antennenstruktur in ein Konzept für einen energieautarken RFID-Sensor-Datenlogger. Dabei dient ein Speiseport der RFID-Kommunikation, welche durch einen RFID-Datenlogger-Chip realisiert wird. Über den zweiten Port wird ein Energy-Harvesting-Chip versorgt, der zur Energiegewinnung aus dem elektromagnetischen Feld der RFID-Infrastruktur eingesetzt wird. Hierbei handelt es sich um einen primär für den GSM-Mobilfunkstandard entwickelten IC, der im Rahmen der Arbeit für RFID-Applikationen im europäischen UHF-Nutzband evaluiert wird. Bezüglich der Energiespeicherung werden Batterie- und Kondensatorlösungen miteinander verglichen. Letztere werden hinsichtlich ihrer Selbstentladung charakterisiert und anwendungs- bzw. laufzeitabhängige Empfehlungen in Bezug auf die Auswahl der Komponenten abgegeben. Das letztlich realisierte Gesamtsystem aus Antenne, RFID-Datenlogger, Energy-Harvester und Supercap wird prototypisch aufgebaut und hinsichtlich seiner hochfrequenztechnischen Performance untersucht. Durch die Integration eines Ultra-Low-Power-Mikrocontrollers wird ein applikationsabhängiges Takten der verwendeten Schaltkreise bei gleichzeitiger, wesentlicher Reduktion des Gesamt-Energieverbrauchs erreicht. Das prototypisch aufgebaute System wird abschließend hinsichtlich seiner Funktion und Energieeffizienz analysiert.

Die beschriebene Entwicklung leistet einen wichtigen Beitrag zum Fortschritt der RFID-Technologie in Industrie, der Pharmabranche und dem Gesundheitswesen. Die energieautarken Datenlogger können zur Überwachung kritischer Prozesse eingesetzt werden, wobei die Datenverarbeitung über global einheitliche RFID-Standards abgewickelt wird. Durch das sporadische Wiederaufladen der Transponder über die RFID-Infrastruktur und das gewählte Supercap-Konzept wird der Wartungsaufwand

minimiert. Für die Zielapplikation der Überwachung von Einlagerungen in Klimaeinrichtungen innerhalb der Pharmabranche liefert der realisierte Datenlogger eine wartungsarme Lösung zur elektronischen Unterstützung der Prozesse. Durch das integrierte Energiemanagement in Verbindung mit der Wahl eines geeigneten Energy-Harvester-Konzepts wird eine für die Zeit der Durchführung von Labortests durchgängige autarke Aufzeichnung der Temperaturwerte sowie eine Energiegewinnung aus dem elektromagnetischen Feld der RFID-Infrastruktur unter hohem Wirkungsgrad unterstützt.

Zur Senkung der Kosten für das realisierte Gesamtsystem können alternative Komponenten untersucht werden. Für den Powerharvester[®] und den Supercap sowie das verwendete HF-Substratmaterial existieren bereits preisgünstige Alternativen, die in Abhängigkeit des zu realisierenden Produktionsvolumens eine Reduktion des Systempreises bewirken.

Das System bietet außerdem einen beträchtlichen Spielraum für zukünftige technologische Weiterentwicklungen. Die Implementierung der Logging-Funktionalitäten beschränkt sich derzeit auf die Aufnahme der Werte eines Sensors. Durch das externe SFE können eine Vielzahl weiterer Sensoren, z.B. zur Kontrolle von Luftdruck oder -feuchte, angesteuert werden. Der Logging-Prozess kann durch ergänzende Funktionalitäten optimiert werden. So liefert das System aktuell z.B. keinen absoluten Zeitstempel für die aufgenommenen Messwerte. Durch Auslesen der Systemzeit der RFID-Infrastruktur über die RFID-Kommunikation und Weiterverarbeitung durch den Mikrocontroller könnte jedem Messwert eine genaue Zeit zugeordnet werden. Die Genauigkeit der relativen Zeitmessung zwischen den Logging-Zyklen könnte weiterhin durch Anpassung der mikrocontrollerspezifischen Zeitkonstanten optimiert werden. Für weiterführende Sensorapplikationen sollten außerdem Sicherheitsmechanismen zum Schutz vor Fehlfunktionen in das System integriert werden. So besitzt der Mikrocontroller zwar bspw. eine *Brownout Detection* [Ins11], welche das Rücksetzen des laufenden Programms bei einem Ausfall der Spannungsversorgung gewährleistet. Dennoch kann es bei einem Programmabbruch zu Fehlfunktionen des Datenloggers kommen. Der Stromverbrauch in der Initialisierungsphase des Mikrocontrollers und des SL900A könnte außerdem durch eine geeignete Taktung der verwendeten Betriebsmodi unter Berücksichtigung notwendiger Wartezeiten reduziert werden. Die Abweichung der tatsächlich gemessenen Systemlaufzeit von der theoretisch ermittelten ist auf einen offensichtlichen Mehrverbrauch des Systems im autarken Betrieb zurückzuführen. Durch Untersuchung der Ursachen für diesen Mehrverbrauch und Anpassung der Mikrocontroller-Programmierung könnte die Systemlaufzeit, bspw. bei Verwendung des 50mF-Supercaps um etwa 2h, verlängert werden.

Hardwareseitig ließe sich durch Evaluation neuartiger, geeigneter Energy-Harvester sowie Supercaps mit verringerter Selbstentladung und gleichzeitig höheren Kapazitäten die Systemlaufzeit nochmals steigern. Zur Identifikation geeigneter Lösungen ist die Charakterisierung neuartiger Supercaps hinsichtlich ihres Selbstentladestroms

- insbesondere bei Betriebsspannungen deutlich unterhalb ihrer Nennspannung - sowie bei unvollständiger Aufladung, unabdingbar. Die Abmessungen der Antennenstruktur und folglich des Gesamtsystems könnten durch verlustarme Substratmaterialien höherer Permittivität (vgl. Kapitel 5.5) deutlich gesenkt werden, was auch die Realisierung kompakterer RFID-Sensor-Datenlogger ermöglichen würde. Durch Weiterentwicklung der RFID-Datenlogger-ICs könnten zusätzliche Mehrwerte geschaffen werden. Beispiele hierfür sind die Erhöhung der Eingangsempfindlichkeit zur Steigerung der Lesereichweite, die Realisierung größerer Datenspeicher für Sensorinformationen oder die Integration effizienter RF-Harvesting-Schaltkreise. Durch letztere Maßnahme ließe sich der separate Harvester-IC einsparen. Letztlich ist die Markteinführung solcher Produkte stark abhängig von der Bereitschaft der Hersteller, die benutzerspezifischen Kommandos für die Kommunikation mit der Sensorik in ihre Reader zu implementieren. Eine einheitliche Standardisierung ist für einen zukünftigen Markterfolg von RFID-Datenloggern unabdingbar.

Hinsichtlich einer möglichen Produktreife ist des Weiteren die Zuverlässigkeit der verwendeten Komponenten, insbesondere unter den erwähnten kritischen Temperaturen, zu untersuchen. Die Lebensdauer der aktiven Elektronik sowie der verwendeten Supercaps sollte in diesem Zuge durch Langzeittests analysiert werden.

Grundsätzlich kann das verwendete Antennenkonzept auch zur Kopplung mit weiteren Drahtlostechnologien verwendet werden. So ist z.B. eine Anbindung eines RFID-Datenloggers über eine schmalbandige Funkverbindung im 868-MHz-ISM-Band denkbar, welche zur Übermittlung der vom Tag zur Verfügung gestellten Informationen an eine zentrale Infrastruktur über große räumliche Distanzen genutzt werden kann.

Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit beschriebenen Modellierungsansätze bieten letztlich ebenfalls einen beträchtlichen Spielraum für Weiterentwicklungen und Optimierungen. Da die verwendeten Berechnungsformeln und Algorithmen eine im Vergleich zu aufwändigen 3D-Simulationen schnelle und praktikable Abschätzung der Antennenperformance bieten, sind sie für zukünftige Entwicklungsprozesse - insbesondere auch in Bezug auf schnelle Prototyping-Verfahren - unabdingbar. Die dargestellten Abweichungen zwischen Simulation und Modellierung könnten durch Weiterentwicklung der Berechnungsmodelle eliminiert werden. So könnte bspw. eine exaktere Betrachtung der Geometrien verwendeter Transmission Lines zu einer genaueren Bestimmung des Impedanzverhaltens selbiger führen. Durch realistische Modellierung der anregenden Ports könnte weiterhin der Übergang von den ICs zur Antennenstruktur analysiert werden, um auch dessen Einfluss mit in die Berechnung einbeziehen zu können. Letzten Endes sind auch die Randbedingungen des Cavity-Modells zu optimieren, wodurch z.B. der Einfluss einer vergrößerten Massefläche in direkter Nähe der Antennenstruktur und somit deren On-Metal-Performance bzw. weitere Einflüsse der Umgebungsbedingungen analytisch bestimmbar wären.

Anhang

A.1 Einflüsse dielektrischer Substratparameter auf den Antennengewinn

Bevor eine mögliche Antennenstruktur hinsichtlich ihrer Performance optimiert werden kann, müssen die Einflüsse einzelner Substratparameter untersucht werden. Da sich ein Teil des elektromagnetischen Felds der Antenne aufgrund des verwendeten Microstrip-Prinzips innerhalb des Substratmaterials ausbreitet, sind insbesondere die relative Permittivität ϵ_r sowie der dielektrische Verlustfaktor $\tan \delta$ hier von großer Bedeutung.

Zur Untersuchung geeigneter Substratmaterialien wird zunächst eine vereinfachte Simulation einer nahezu ideal rechteckigen Patchantenne herangezogen (vgl. Abbildung A.1). Dies hat den Vorteil, dass weitere Einflüsse verschiedener Parameter, z.B. durch Änderung der Eigenschaften des Anpassnetzwerkes aufgrund veränderter Substratparameter, zunächst ausgeschlossen werden können. Der Speiseport für die Feldenergie wird bei allen Simulationen gleichermaßen mittig an die untere Patchkante gesetzt. Somit sind die Ergebnisse der Simulationen für verschiedene Materialien direkt miteinander vergleichbar. Permittivität und dielektrischer Verlustfaktor sowie die Substratdicke werden innerhalb dieser Simulationen stets getrennt variiert, um eine gegenseitige Beeinflussung ausschließen zu können.

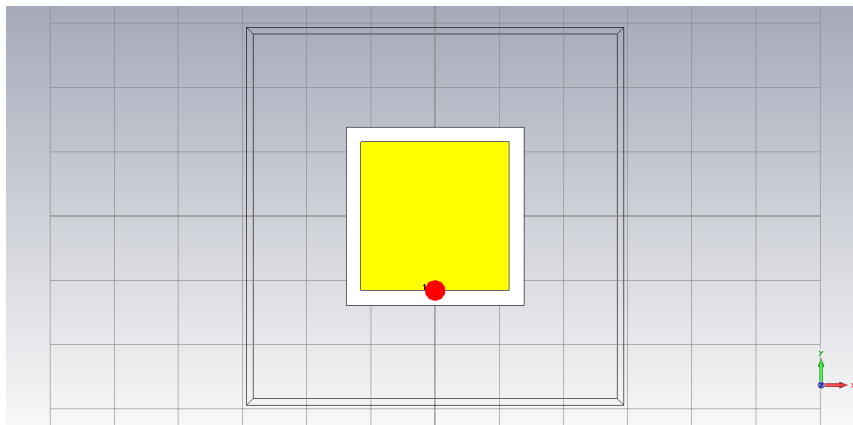


Abbildung A.1: Simulationsmodell für den Vergleich verschiedener Substrate

Untersucht werden vier unterschiedliche Substratmaterialien, die sich grundsätzlich für die Fertigung hochperformanter Patchantennen eignen:

1. Bungard FR4 [Ele12]: ein Standard-Epoxydharzmaterial zur Fertigung von Leiterplatten
2. Rogers RT Duroid 5870 [Cor11]: ein spezielles HF-Substrat mit sehr geringem dielektrischem Verlustfaktor für Hochleistungs-Patchantennen
3. Arlon DiClad 880 [fEM07]: ebenfalls ein HF-Substrat mit sehr geringem dielektrischem Verlustfaktor, vergleichsweise preisgünstig und bedingt thermoplastisch
4. Arlon IsoClad 933 [fEM05]: ein thermoplastisches HF-Substrat mit geringem dielektrischem Verlustfaktor, ursprünglich eingesetzt für militärische Planar-Antennentechnik

Material	Kosten ca.	ϵ_r	$\tan\delta$	biegsam?	Dicke [mm]
Arlon DiClad 880	500 €/m ²	2,17	0,0009	bedingt	2,36
Arlon IsoClad 933	1500 €/m ²	2,33	0,0016	thermopl.	1,50
Rogers RT Duroid 5870	1800 €/m ²	2,33	0,0012	nein	1,50
Bungard FR4	100 €/m ²	4,18	0,026	nein	1,50

Tabelle A.1: Untersuchte Substratmaterialien

Zunächst wird die Auswirkung der veränderten Permittivität auf die Antennenperformance simulationstechnisch untersucht. Dafür wird jeweils der Wert des ϵ_r des zu untersuchenden Materials eingestellt. Ein Vergleichsplot in polarer Form (vgl. Abbildung A.2) zeigt, dass das Abstrahlverhalten der Antenne sich mit steigendem ϵ_r verschlechtert. Der Antennengewinn in Hauptstrahlrichtung nimmt ab und die rückwärtige Abstrahlung nimmt zu. Dieser Effekt ist dadurch zu erklären, dass bei steigender Permittivität die Dichte der im Substrat befindlichen Feldenergie zunimmt. Dadurch steht der Antenne weniger Feldenergie zur Verfügung, die direkt abgestrahlt werden kann und es verringert sich die Strahlungsdichte in der Hauptstrahlrichtung der Antenne. Folglich eignet sich ein Material mit geringerem ϵ_r grundsätzlich besser als Substrat für planare Antennen als ein Substrat mit hohem ϵ_r . Das am Besten geeignete Substratmaterial wäre hier idealerweise sicherlich ein Substrat mit einer relativen Permittivität von 1 (Luft), was wiederum der Grund dafür ist, dass viele leistungsfähige Antennen als sogenannte *Luftpaches* aufgebaut werden. Diese Art von Antennen machen sich die Eigenschaft von Luft als ideales Dielektrikum zu Nutze. Nachteile der geringeren Permittivität sind allerdings die größeren Abmessungen

des Antennenpatches, da der Verkürzungsfaktor hin zu geringeren Permittivitäten abnimmt.

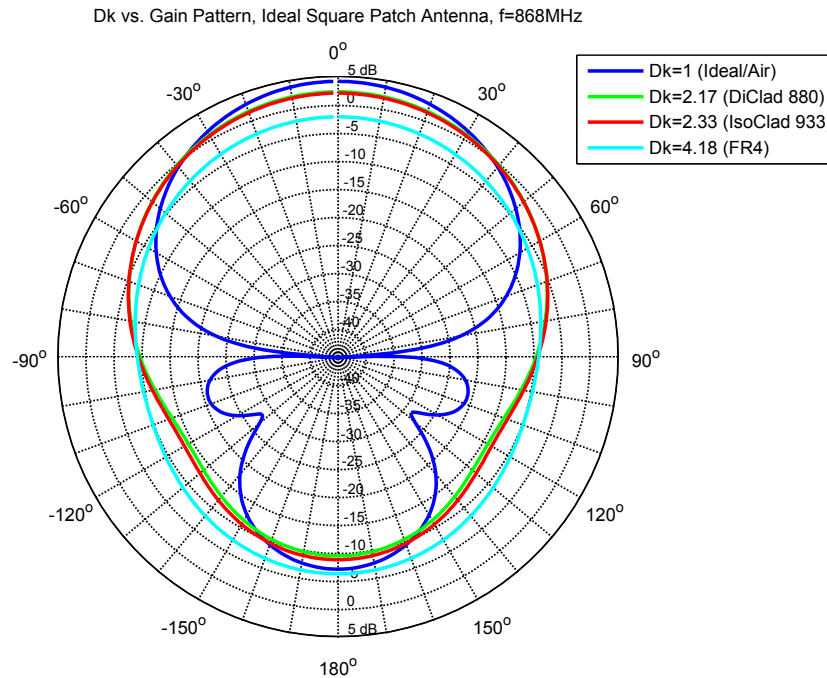


Abbildung A.2: Einfluss der relativen Permittivität auf den Antennengewinn

Schlussfolgernd ergibt sich für die untersuchten Materialien der beste Antennengewinn für das Material DiClad 880, welches eine vergleichsweise geringe Permittivität aufweist.

In einem weiteren Schritt wird nun der Einfluss des dielektrischen Verlustfaktors $\tan \delta$ analysiert. Ein großer Verlustfaktor führt zwangsläufig dazu, dass ein größerer Teil der Feldenergie innerhalb des Substratmaterials verloren geht und somit der Antenne nicht mehr in Form von Strahlungsenergie zur Verfügung steht. Um den Einfluss des Verlustfaktors auf die Antennenperformance darzustellen, wird der Parameter $\tan \delta$ für die ideal rechteckige Patchantenne im Bereich der Werte für die unterschiedlichen Substratmaterialien variiert und simuliert. Im Vergleich lässt sich gut erkennen, dass ein geringer Verlustfaktor maßgeblich für einen guten Antennengewinn ist (vgl. Abbildung A.3). Es ist ersichtlich, dass FR4, welches einen vergleichsweise hohen Verlustfaktor aufweist, die geringste Antennenperformance liefert. Das beste Abstrahlverhalten liefert die Antenne auf dem Substratmaterial DiClad 880, welches im Vergleich den geringsten Verlustfaktor aufweist.

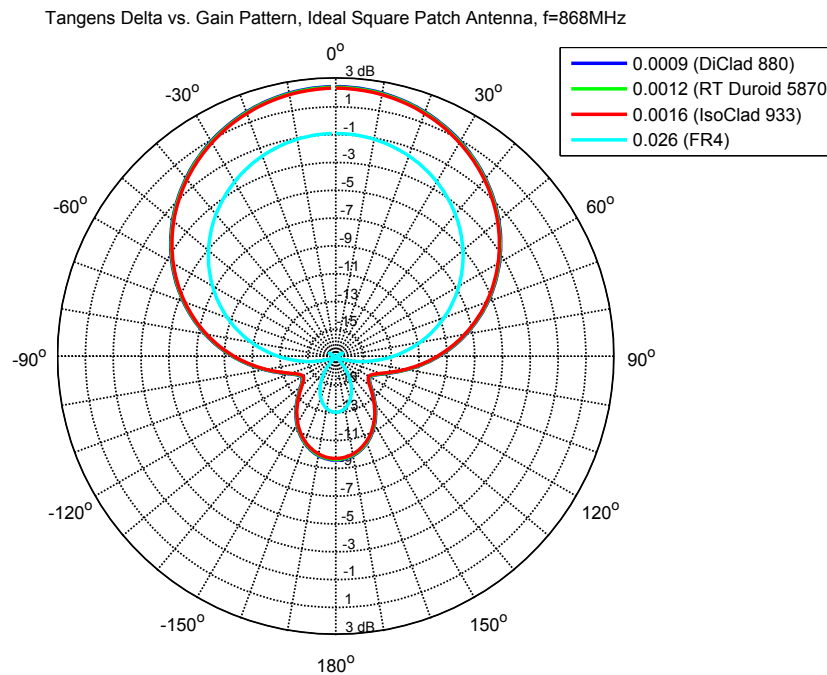


Abbildung A.3: Einfluss des dielektrischen Verlustfaktors auf den Antennengewinn

Nicht zuletzt spielt auch die Dicke des Substratmaterials eine wesentliche Rolle bei der Optimierung des Antennengewinns. In einer weiteren Simulation wird für die ideal rechteckige Patchantenne die Dicke des Substratmaterials variiert. Die sonstigen Materialeigenschaften werden nicht verändert. Sie entsprechen denen des Materials DiClad 880. Es ist erkennbar, dass die Antennenperformance zunächst mit der Dicke des Subtrats zunimmt, doch ab einem gewissen Punkt in die Sättigung gerät. So zeigt sich beim Sprung von $0,5\text{mm}$ auf $1,5\text{mm}$ bzw. von $1,5\text{mm}$ hin zu $2,36\text{mm}$ noch ein deutlicher Anstieg des Antennengewinns. Bei größeren Dicken - insbesondere beim Sprung von 4mm auf 10mm - ist diese Performance-Verbesserung nur noch marginal (vgl. Abbildung A.4). Diese Ergebnisse decken sich mit früheren Untersuchungen des Einflusses der Substratdicke auf die Antennenperformance (vgl. [Poz83], [GBBI01]), wonach sich eine Erhöhung der Substratdicke für dünne Substrate zunächst positiv auf die Strahlungseigenschaften auswirkt, ab einem gewissen Wert diese aber negativ beeinflusst. Als Ursache wird eine mit der Substratdicke zunehmende induktive Reaktanz bedingt durch die Einspeisung angeführt, die ab einer gewissen Dicke das Resonanzverhalten der Antenne sogar gänzlich unterdrückt.

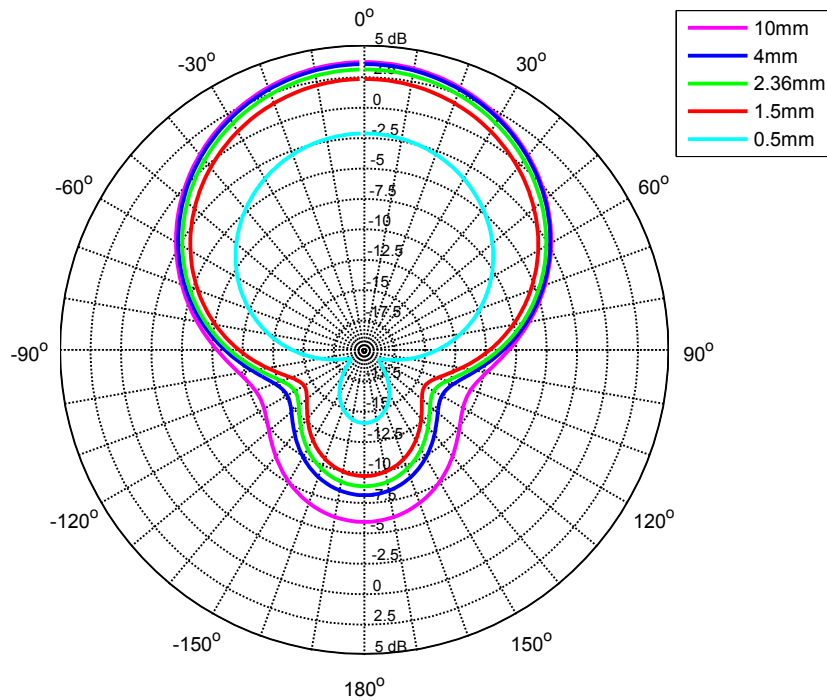
Substrate Thickness vs. Gain Pattern, Ideal Square Patch Antenna, $f=868\text{MHz}$ 

Abbildung A.4: Einfluss der Substratdicke auf den Antennengewinn

A.2 Anpassung der Antennenstruktur an verschiedene Substratmaterialien

Nachdem die Einflüsse der verschiedenen Substratparameter auf die Antennenperformance untersucht wurden, kann nun mit der Optimierung einer geeigneten Antennenstruktur für einen On-Metal-RFID-Tag begonnen werden. Die zu Grunde liegende Antennenstruktur wurde in der Ausarbeitung von Madhuri Eunni [Eun04] detailliert dargestellt. Die einzelnen Parameter können an die gewünschten Substrate angepasst werden, was im Folgenden beschrieben wird.

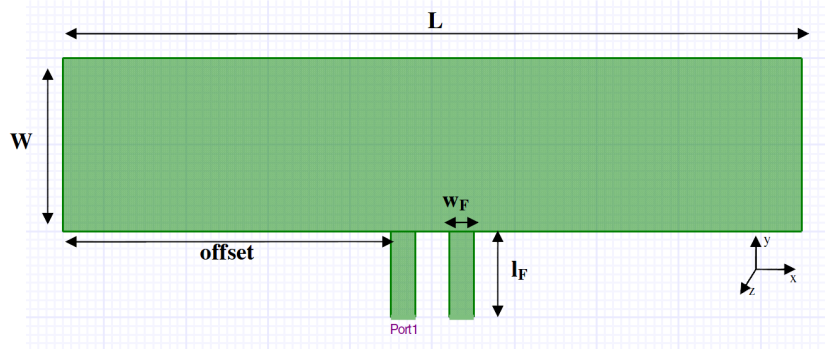


Abbildung A.5: Strukturzeichnung der Patchantenne nach Madhuri Eunni [Eun04]

Die Antenne besteht aus einem rechteckigen Patch der Länge $\frac{\lambda}{2}$. Diese Längenangabe bezieht sich dabei auf die elektrische Wellenlänge. Die geometrische Länge berechnet sich unter Verwendung des Verkürzungsfaktors, welcher sich aus der Permittivität des verwendeten Materials ergibt. Länge und Breite des Patches sind mit L und W gekennzeichnet. Die Länge der Speiseleitungen (Feed-Lines) wird mit l_F , die Breite mit w_F bezeichnet. Der Parameter *Offset* definiert die Position der symmetrischen Speiseleitungen und w_s und l_s die Dimensionierung des parallelen Shorting Stubs zwischen den beiden Speiseleitungen (vgl. Abbildung A.5). Die Initialisierungsparameter sind dabei in Tabelle A.2 dargestellt.

Parameter	Wert	Parameter	Wert
ϵ_r	2,41	$\tan\delta$	0,0035
h	62mils	L	106,8mm
W	35mm	l_F	22mm
w_F	1mm	Offset	$\frac{L}{2,29mm}$
w_s	1mm	l_s	5,5mm
Extended Ground Plane	1,5cm		

Tabelle A.2: Parameter der ursprünglichen Antennenstruktur

Da das verwendete Substratmaterial gemäß dieser Tabelle ein ϵ_r von 2,41 besitzt, ist es naheliegend, die Optimierung der Antenne zunächst mit dem Material RT Duroid 5870 zu beginnen, da dieses mit $\epsilon_r = 2,33$ eine vergleichbare Permittivität aufweist und somit für den Aufbau der Antennenstruktur nur geringfügige Änderungen an den ursprünglichen Parametern nötig sind. Die auf RT Duroid 5870 angepassten Parameter sind in Tabelle A.3 dargestellt.

Parameter	Wert	Parameter	Wert
ϵ_r	2,33	$\tan\delta$	0,0012
L	114,8mm	W	35mm
Offset	52,42mm	w_F	1mm
l_F	26,52mm	w_s	1mm
l_s	7,95mm		

Tabelle A.3: Angepasste Parameter für RT Duroid 5870

Um die Eignung der Antennenstruktur simulationstechnisch zu verifizieren, muss zunächst die Chip-Impedanz ermittelt werden. Diese von den Chip-Herstellern i.d.R. innerhalb der Datenblätter angegebene Impedanz ist typischerweise komplex und besteht aus einem Wirk- und einem kapazitiven Anteil. Der reelle Anteil weicht dabei oftmals deutlich von der gängigen, für hochfrequenztechnische Komponenten üblichen, 50Ω -Norm ab. Der Hersteller Alien Technology gibt bspw. für den hier untersuchten Higgs2- bzw. Higgs3-IC [Tec12] eine äquivalente Parallelimpedanz von 1500Ω parallel zu $1,2pF$ (Higgs2) bzw. $0,85pF$ (Higgs3) an. Um diese Impedanz mit den Messergebnissen eines klassischen Netzwerkanalysators (NWA) vergleichen zu können, müssen die Werte zunächst in ein äquivalentes Reihenersatzschaltbild umgewandelt werden. Dies geschieht anhand der folgenden Formeln:

$$R_s = \frac{R_p \cdot X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad (\text{A.1})$$

sowie

$$X_s = \frac{R_p^2 \cdot X_p}{R_p^2 + X_p^2} \quad (\text{A.2})$$

Die Datenblattangaben beziehen sich typischerweise auf die Impedanz des ungeschalteten, losen ICs. Um eine Integrierbarkeit des Chips, vor allem in kostengünstige Druck- und Etikettierverfahren, zu gewährleisten, wird der Chip oftmals in einer Version mit gebondeten Anschluss pads aus Aluminium oder Kupfer angeboten. Das Konstrukt aus RFID-IC und Anschluss pads wird dabei als *Strap* bezeichnet. Die verhältnismäßig großen Kontaktflächen des Straps resultieren allerdings in einer zusätzlichen parasitären Parallelkapazität aufgrund der kapazitiven Kopplung zwischen den Anschluss pads und dem Substrat, welche bei der Anpassung der gewünschten Antennenstruktur berücksichtigt werden muss. Außerdem wird die Impedanz durch fertigungsbedingte Toleranzen und Montagetechniken beeinflusst. Dies resultiert in einer von der Chipimpedanz abweichenden Strapimpedanz, welche in der Regel wesentlich geringere Wirkanteile und einen höheren kapazitiven Anteil aufweist. Diese Impedanz kann mittels Netzwerkanalysator messtechnisch ermittelt werden. Da die

meisten RFID-Chips symmetrische Eingänge besitzen, empfiehlt sich hierbei eine differenzielle Eintormessung. Zu diesem Zweck wird eine Messfassung verwendet, welche mit zwei 50Ω -Leitungen und Konnektoren des Typs Sub-Miniature-A (SMA) versehen ist und zur Fixierung des RFID-Straps eine mittig platzierte Kunststoffschraube bereithält. Die Messfassung ist in Abbildung A.6 dargestellt.

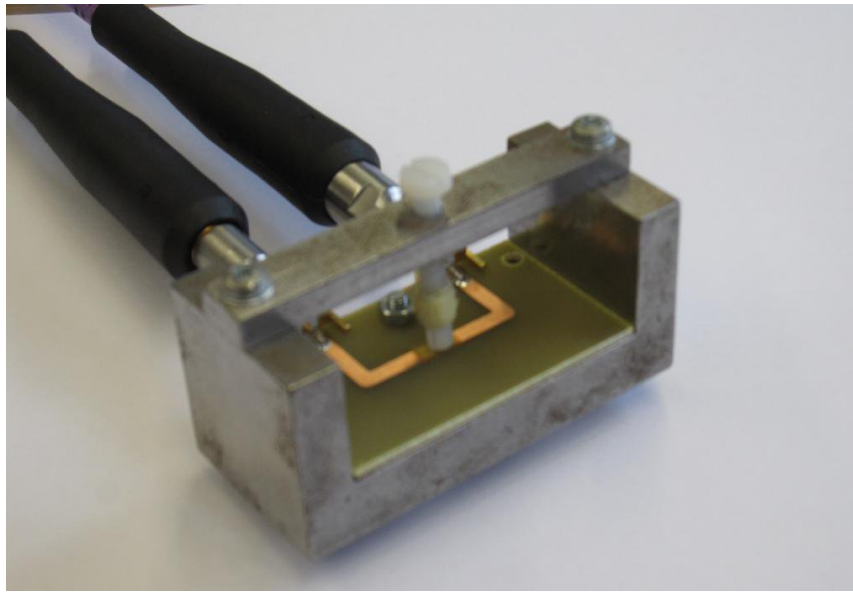


Abbildung A.6: Messfassung für RFID-Straps

Die mittels des Netzwerkanalysators ZVA-8 [Sch] von Rohde & Schwarz ermittelte Strapimpedanz zeigt eine ausgeprägte Varianz hinsichtlich der vermessenen Samples. Diese Beobachtung belegt die starken Störeinflüsse durch parasitäre Effekte, welche aufgrund der Strapkonfiguration und des Einflusses der Messfassung hervorgerufen werden. Durchschnittlich resultiert ein Wirkanteil von etwa $3-5\Omega$ und eine kapazitive Serienreaktanz von etwa $1,4pF$.

Zur Nachbildung dieser Impedanz in der Simulationsumgebung wird ein Port mit einer rein reellen Impedanz von 5Ω in Reihe mit einem idealen Kondensator der Kapazität $C = 1,4pF$ (Lumped Element) geschaltet. Als Frequenzbereich für die Zeitbereichssimulation wird $0-2GHz$ gewählt, um mögliche Störeinflüsse in angrenzende Nutzbänder abschätzen zu können. Außerdem wird eine Farfield Probe zur Betrachtung des Fernfeldes bei der gewünschten Nutzfrequenz von $868MHz$ gesetzt, um das Antennenpattern später begutachten zu können. Das resultierende Simulationsmodell ist in Abbildung A.7 dargestellt.

Nach Abschluss der Simulation zeigt sich zunächst noch keine ausgeprägte Resonanzstelle bei der erwarteten Resonanzfrequenz. Dies überrascht nicht, da aufgrund

der sehr kleinen Geometrien im Bereich des Anpassnetzwerks das zu Grunde liegende Mesh Grid der Simulation noch nicht fein genug ist. Deshalb wird im Transient Solver von CST in einem zweiten Schritt die Option *Adaptive Mesh Refinement* gewählt, um den Solver dazu zu veranlassen, das Mesh sukzessive auf die erforderliche Feinheit zu trimmen. Nach dem Start der Simulation zeigt sich bereits nach dem zweiten Refinement Step eine deutliche Verschiebung der Resonanzstelle hin zur erwarteten Nutzfrequenz. Nach vier Refinement Steps beendet der Solver die Simulation automatisch, da das Konvergenzkriterium erfüllt ist und weitere Verfeinerungen im Mesh keine signifikanten Änderungen mehr hervorrufen würden.

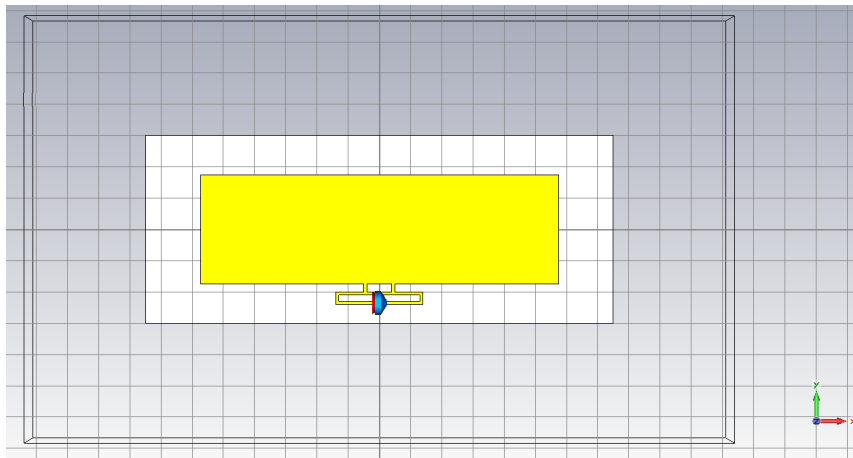


Abbildung A.7: CST-Simulationsmodell der Antennenstruktur

Bei Betrachtung der S-Parameter (vgl. Abbildung A.8) fällt auf, dass sich mit jedem Refinement-Schritt die Resonanzstelle stärker ausprägt. Nach Beendigung der Simulation mit dem vierten Refinement-Schritt ergibt sich eine Resonanzamplitude von -17dB bei 866MHz . Die Simulation zeigt außerdem eine zweite Resonanzstelle unterhalb des Nutzfrequenzbands, welche allerdings nur sehr schwach ausgeprägt ist. Aus den S-Parametern lässt sich direkt die Bandbreite der Antennenstruktur bestimmen. Typischerweise wird hierbei die Bandbreite der Antenne angegeben, bei der die abgegebene Leistung im Verhältnis zu ihrem Maximum bei der Resonanzfrequenz um die Hälfte (3dB) abgefallen ist. Für die simulierte Antennenstruktur liegt die 3dB -Bandbreite (nachfolgend in der Kurzform als *Bandbreite* bezeichnet) bei ca. 20MHz (vgl. Abbildung A.9). Dies entspricht einem Verhältnis der Bandbreite zur Arbeitsfrequenz von etwa 2%. Eine ausgeprägte Resonanzstelle mit einer relativ geringen Bandbreite ist typisch für die hier untersuchten Microstrip-Antennenstrukturen.

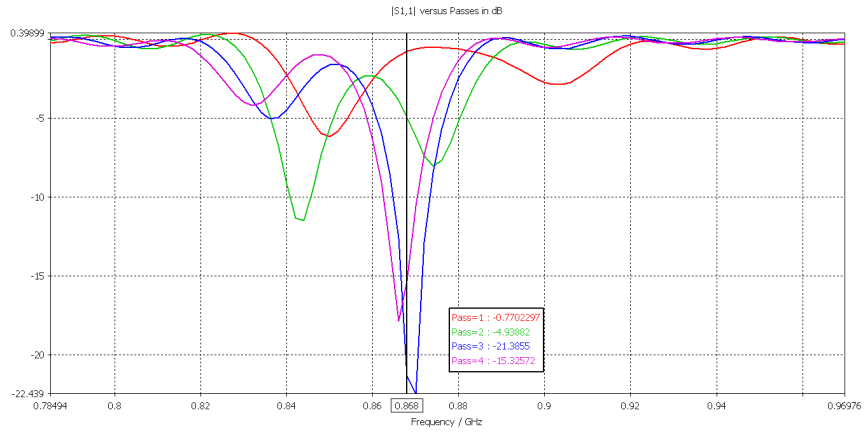


Abbildung A.8: S_{11} der simulierten Antennenstruktur (RT Duroid)

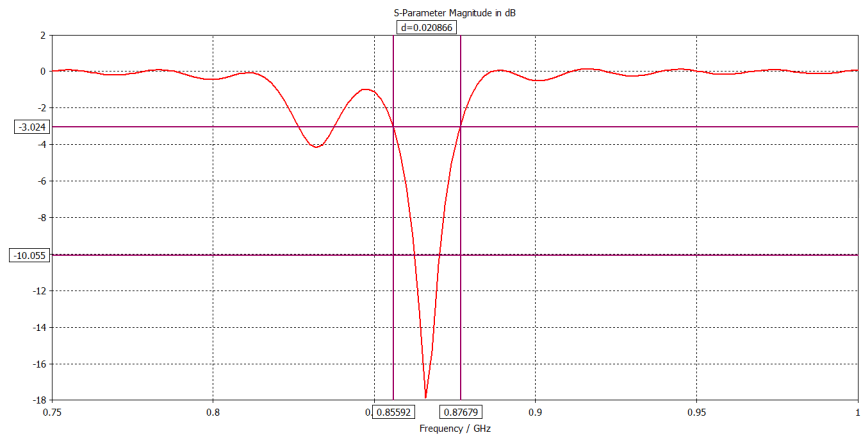


Abbildung A.9: Bandbreite der simulierten Antennenstruktur (RT Duroid)

Im Fernfeld-Plot (vgl. Abbildung A.10) zeigt sich ein gutes Abstrahlverhalten der Antenne mit einem maximalen Antennengewinn (Realized Gain) von $1,32dBi$ in Hauptstrahlrichtung. Dabei ist zu erkennen, dass die rückwärtige Abstrahlung bedingt durch das verwendete Antennenprinzip äußerst gering ist. Die Antenne weist somit eine gute Entkopplung zum Untergrund auf.

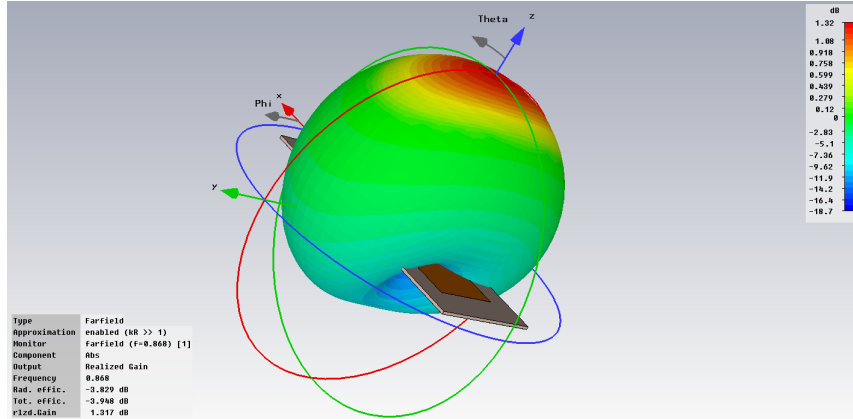


Abbildung A.10: Fernfeld der simulierten Antennenstruktur (RT Duroid)

Zur Ermittlung der Reichweite eines RFID-Tags bei Verwendung dieser Antenne werden die für eine RFID-Übertragung typischen Randgrößen berücksichtigt. Ein RFID-System darf im europäischen Frequenzband um 868MHz mit einer maximalen Leistung von 33dBm Effective Radiated Power (ERP) senden. Da sich die Angabe ERP auf die Referenz der Dipolantenne bezieht, in der Simulation aber stets der isotrope Kugelstrahler als Referenz dient (Equivalent Isotropically Radiated Power (EIRP)), muss die Sendeleistung noch um den Antennengewinn des Dipols korrigiert werden. Dieser liegt bei Faktor 1,64, was in logarithmischem Maßstab $2,15\text{dB}$ entspricht. Die kalkulierte, maximal erlaubte Sendeleistung beträgt somit $35,15\text{dBm EIRP}$.

Im nächsten Schritt wird die Empfindlichkeit des RFID-Chips zu Rate gezogen. Diese beträgt im Fall des Alien Technologies Higgs2-ICs typischerweise -14dBm für Lese- und -10dBm für Schreibvorgänge. Addiert man hier den Gewinn der simulierten Antenne auf, so ergibt sich für den Tag eine Empfindlichkeit von $-15,32\text{dBm}$. Die maximal erlaubte Zusatzdämpfung zwischen Sendenantenne und RFID-Tag resultiert somit zu:

$$35,15\text{dBm} - (-15,32\text{dBm}) = 50,47\text{dB} \quad (\text{A.3})$$

Zur Ermittlung der Freiraumdämpfung wird die folgende Formel zu Rate gezogen [Bal05]:

$$F = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot r}{\lambda} \right)^2 = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot r \cdot f}{c} \right)^2 \quad (\text{A.4})$$

wobei F die Freiraumdämpfung in linearem Maßstab angibt. Für den oben genannten Wert von $50,47\text{dB}$ ergibt sich ein Radius r von ungefähr 9m bei einer Frequenz

von 868MHz . Der RFID-Tag besitzt somit also eine analytisch ermittelte, maximale Lesereichweite von etwa 9m . Eine derart hohe Lesereichweite ist für einen passiven Transponder, der direkt auf leitende Untergründe aufgebracht werden kann, herausragend. Da das zunächst verwendete Material RT Duroid 5870 vergleichsweise teuer ist, werden im Folgenden weitere, günstigere Materialien im Zusammenhang mit der vorliegenden Antennenstruktur untersucht.

Dabei wird zunächst das günstigste Material, das Standard-Epoxydharzmaterial FR4 des Herstellers Bungard, unter die Lupe genommen. Dieses weist die im Vergleich höchste Permittivität sowie den höchsten dielektrischen Verlustfaktor auf. Ein Vorteil zeigt sich allerdings zu Beginn der Modellierung darin, dass durch den höheren Verkürzungsfaktor die Antennen geometrien schrumpfen. So verkürzt sich die Länge der Antennenstruktur bspw. von $114,8\text{mm}$ (RT Duroid) auf $83,25\text{mm}$ (FR4). Demnach kann diese Antenne in Umgebungen, in denen die Größe des Transponders einen limitierenden Faktor darstellt, eingesetzt werden. Nach Anpassung der einzelnen Antennenparameter und Simulation mit vier Refinement Steps ergibt sich für die Antennenstruktur eine gute Anpassung von -19dB bei 864MHz . Die Bandbreite liegt dabei bei etwa 46MHz , was einen sehr hohen Wert für eine solche Struktur darstellt. Der hohen Bandbreite steht allerdings eine eingeschränkte Performance in Hauptstrahlrichtung entgegen. Der maximale Antennengewinn liegt aufgrund des hohen Verlustfaktors sowie der hohen Permittivität des FR4-Materials bei lediglich $-3,71\text{dBi}$.

Im nächsten Schritt wird die Antennenstruktur an das Material IsoClad 933 angepasst. Dieses Material wurde bereits in der Militärtechnik für planare Antennen eingesetzt und ist außerdem thermoplastisch. Diese Eigenschaft erweist sich als großer Vorteil, wenn die Antenne z.B. auf gewölbte Oberflächen, wie bei der Detektion von Flüssigkeitsbehältern, eingesetzt werden soll. Nach erfolgter Simulation ergibt sich für IsoClad 933 eine Anpassung von -20dB bei 866MHz . Die Bandbreite der Antenne ergibt sich zu ca. 20MHz , der resultierende Antennengewinn bei 868MHz beträgt $1,48\text{dBi}$. Somit ist die Performance dieser Antenne durchaus mit der auf RT Duroid 5870 gefertigten Struktur vergleichbar. Die thermoplastische Eigenschaft des Materials schafft zusätzliche Einsatzbereiche.

Nach Anpassung der Parameter auf die angegebenen Werte für das Material DiClad 880 ergibt sich eine sehr gute Anpassung von -24dB bei 864MHz . Aufgrund einer im Vergleich zu den anderen Materialien stärker ausgeprägten Zweitresonanz bei etwa 836MHz vergrößert sich die Bandbreite auf ca. 46MHz . Der Antennengewinn beträgt aufgrund des sehr niedrigen Verlustfaktors $2,19\text{dBi}$. Somit weist die Struktur auf DiClad 880 mit etwa 10m die höchste Reichweite im Vergleich auf. Abbildung A.11 stellt den Realized Gain für das Material DiClad 880 dar. Abbildung A.12 zeigt den simulierten Antennengewinn in Abhängigkeit der Strahlungsrichtung für die verschiedenen untersuchten Substrate.

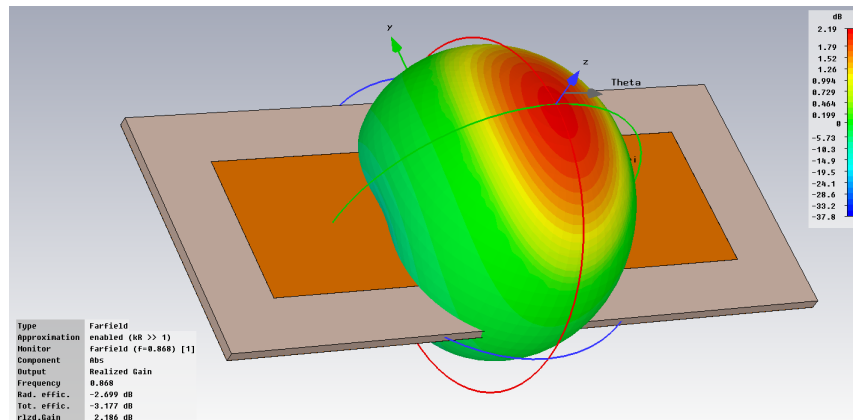


Abbildung A.11: Fernfeld der simulierten Antennenstruktur (DiClad 880)

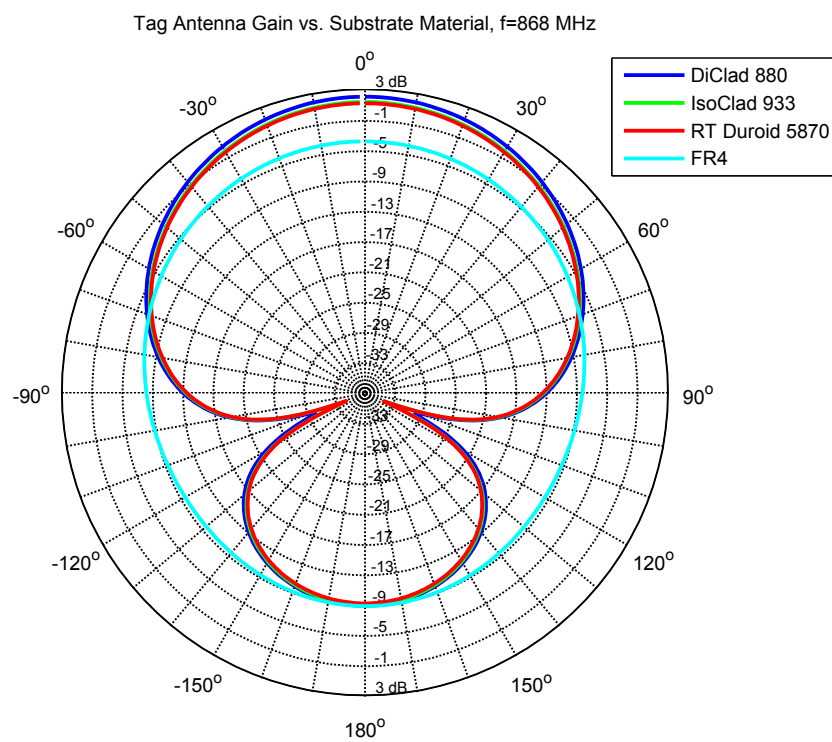


Abbildung A.12: Antennengewinn der Struktur in Abhängigkeit des Substrats

A.3 Messtechnische Verifikation der aufgebauten Transponder

Die Verifizierung der simulierten Antennencharakteristika durch Messungen stellt im Fall eines passiven Systems grundsätzlich eine große Herausforderung dar. Die separate Vermessung der Transponderantenne durch herkömmliche Messmethoden, z.B. die Bestimmung der Portanpassung mittels Netzwerkanalysator, ist aufgrund der sehr geringen Chipimpedanzen kaum durchführbar. Da ein Netzwerkanalysator ein System mit einer Bezugsimpedanz von 50 Ohm darstellt, müsste zur Transformation auf die konjugiert komplexe Eingangsimpedanz der Antenne ein zusätzliches Anpassnetzwerk eingefügt werden, welches eine weitere Unbekannte bei der Messung darstellen würde und demnach die Messung verfälschen könnte.

Weiterhin ist es nicht möglich, die Performance eines RFID-Transponders durch Trennung der Signalwege in Sende- und Empfangspfad messtechnisch zu evaluieren, da diese aufgrund des passiven Betriebsprinzips stets miteinander gekoppelt sind. In der realen Betriebsumgebung stellt der Übertragungsweg vom RFID-Reader zum Tag (Downlink) den limitierenden Pfad dar, da der Tag, verglichen mit der Empfängerempfindlichkeit des Readers, eine sehr hohe Leistung benötigt, um die zum Betrieb benötigte Energie aus dem Feld zu gewinnen. Die dafür notwendige Leistung wird in den Datenblattangaben der RFID-ICs spezifiziert und beträgt üblicherweise etwa -14dBm bis -18dBm . Des Weiteren kann durch die relativ schmalbandige Arbeitsweise eines RFID-Systems kaum nachvollzogen werden, welche Gründe den Betrieb des Transponders einschränken. So ist es nicht möglich, zwischen Absorptions- bzw. Reflexionseffekten und Resonanzverschiebungen zu unterscheiden.

Bei kostengünstigen Standardtags wird bei der Auswahl der Antennentechnologie meist auf einfache, gedruckte Dipolstrukturen zurückgegriffen, welche relativ breitbandig arbeiten und Resonanzverschiebungen somit nur in den extremsten Fällen ins Gewicht fallen. Bei echten On-Metal-Strukturen hingegen wird häufig auf Microstrip-Strukturen zurückgegriffen, welche typischerweise nur eine Bandbreite von wenigen MHz besitzen. Wird bei der Verwendung solcher Antennentypen die Resonanzfrequenz z.B. aufgrund von Beeinflussungen im Nahfeld der Antenne verschoben, so ist es mittels des RFID-Systems aufgrund der sehr schmalbandigen Arbeitsweise nicht möglich, diese Resonanzverschiebung zu messen. Abhilfe schafft hier das vorausgehend beschriebene Messsystem Tagformance. Das System arbeitet mit einer variablen Ausgangsleistung und Übertragungsfrequenz und bestimmt so die minimal notwendige Sendeleistung für den RFID-Betrieb bei jedem Frequenzpunkt mittels eines linearen Algorithmus zur Leistungsregelung. Die Schrittweite der Leistungsänderung sowie das Frequenzspektrum und dessen Granularität sind dabei parametrisierbar. Zur Messung wird der Tag in Sichtverbindung zur Sendeantenne in einem festen Abstand zum Reader (i.d.R. $0,5\text{m}$) platziert. Durch Kalibrierung des Systems mit

einem bekannten Referenztag ermittelt das System vor der Messung selbstständig den Antennengewinn der Sendeantenne, etwaige Kabeldämpfungen sowie den genauen Abstand der Testfassung, in der sich der Tag befindet, zum Messsystem. Abbildung A.13 stellt den typischen Messaufbau des Tagformance-Systems zur Bestimmung der Tag-Empfindlichkeit dar. Ein Foto des realen Messaufbaus ist in Abbildung A.14 dargestellt.

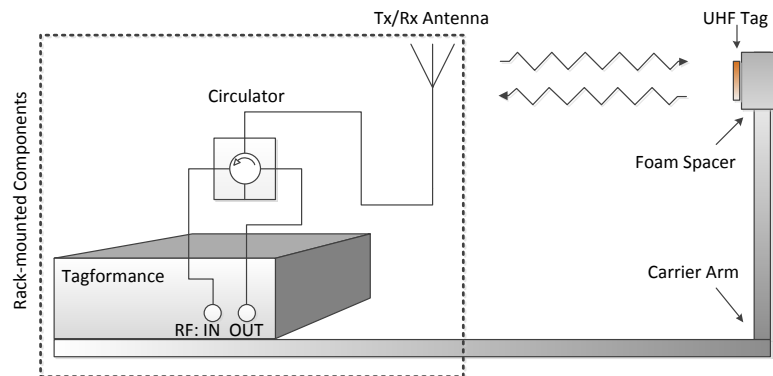


Abbildung A.13: Messaufbau zur Charakterisierung der Tag-Empfindlichkeit mittels Tagformance



Abbildung A.14: Fotos des Messaufbaus zur Charakterisierung von RFID-Tags mittels Tagformance

Die gemessenen Werte können innerhalb verschiedener Plots über der Frequenz dargestellt werden. Die Auswertesoftware erlaubt dabei die Betrachtung verschiede-

dener Darstellungsformen, die in Sende- und Empfangspfad der Signalübertragung untergliedert werden können und in Tabelle A.4 dargestellt sind.

Forward Link Units	Reverse Link Units
Transmitted Power*	Backscattered Power*
Power On Tag Forward	Power On Tag Reverse
Electric Field Strength	Backscattered Signal Phase
Theoretical Read Range Forward	Theoretical Read Range Reverse
	DeltaRCS

Tabelle A.4: Mittels Tagformance darstellbare Messgrößen und Darstellungsformen

Bei den mit * gekennzeichneten Größen handelt es sich um echte Messgrößen. Alle anderen Größen werden aus den Messgrößen rechnerisch ermittelt. Die drei für die vorliegende Arbeit wichtigsten Darstellungsformen sind dabei die Darstellung der minimal notwendigen Sendeleistung (Transmitted Power), die am Tag ankommende Leistung (Power On Tag Forward) sowie die theoretische Reichweite des Tags auf Basis der minimal notwendigen Sendeleistung (Theoretical Read Range Forward). Die Transmitted Power ist dabei ein Maß für die vom Tag zum Betrieb notwendige Leistung. Sie beziffert den gemessenen Leistungswert am Ausgang des Tagformance-Systems. Frequenzabhängige Verluste aufgrund des Resonanzverhaltens bzw. der Anpassung der Antenne können direkt in logarithmischer Skalierung (dB bzw. dBm) abgelesen werden. Basierend auf der Transmitted Power kann für die aufgrund der Kalibrierung bekannten Systemverluste durch Kabel, Antennengewinn und Freiraumdämpfung auf die ankommende Leistung am Tag (Power On Tag Forward) geschlossen werden. Diese Darstellungsform dient der Berechnung des Antennengewinns für den vermessenen Tag bei bekannter Eingangsempfindlichkeit des Chips. Die Theoretical Read Range Forward ist ein Maß für die maximale Lesereichweite des Tags. Da die Empfindlichkeit des Tags im Downlink aufgrund der notwendigen Stromversorgung aus dem RFID-Feld wesentlich geringer ist als die Eingangsempfindlichkeit des Empfängers auf Readerseite, stellt die auf den Sendepfad bezogene Größe hier den limitierenden Faktor zur Bestimmung der Lesereichweite dar. Letztere ergibt sich rechnerisch aus der am Tag ermittelten Empfangsleistung bei bekannter Sendeleistung verglichen mit der maximal zulässigen Sendeleistung im RFID-Nutzband. Auf die weiteren Darstellungsformen soll an dieser Stelle nicht weiter eingegangen werden, da sie für die vorliegende Arbeit nicht relevant sind. Ihre Definition kann dem Handbuch des Tagformance-Systems [Ltd09] entnommen werden.

Zur Verifikation der in Anhang A.2 beschriebenen Simulationen der On-Metal-Antennenstruktur wird Letztere auf verschiedenen Materialien prototypisch aufgebaut. Die geometrischen Daten aus dem Simulationsmodell dienen dabei als Layout-

Daten für die Platinenherstellung. Der RFID-IC wird mittels speziellem Leitleber auf die Antennenstruktur aufgebracht. Abbildung A.15 zeigt eine Vergleichsmessung der Struktur auf den verschiedenen Materialien hinsichtlich der minimal notwendigen Sendeleistung pro Frequenzpunkt.

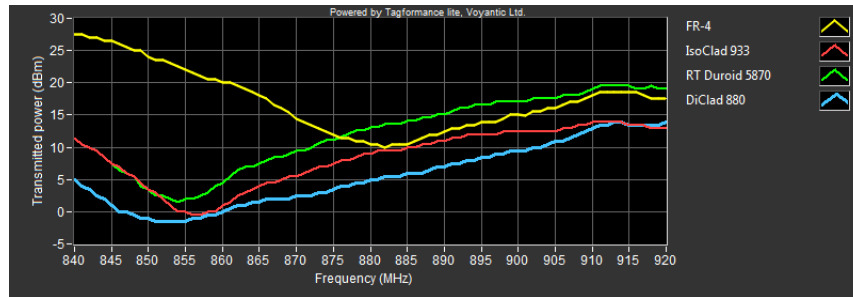


Abbildung A.15: On-Metal-Struktur auf verschiedenen Materialien, vermessen mittels Tagformance lite [Ltd09]

Der Verlauf der Messkurven kann mit den Simulationsergebnissen aus Kapitel A.1 verglichen werden. Durch die Messung bestätigt sich die geringe Empfindlichkeit für das Material FR4. Alle anderen Materialien bieten eine wesentlich höhere Empfindlichkeit, wobei DiClad 880 mit leichtem Vorsprung vor RT Duroid 5870 und IsoClad 933 die höchste Performance aufweist. Die beste Vergleichbarkeit mit der Simulation ergibt sich bei Betrachtung des Verlaufs für den Broadband Gain. Dieser stellt den Antennengewinn in Hauptstrahlrichtung der Antenne in Abhängigkeit der Frequenz dar und ist somit ein Maß für die Antennenperformance und somit der Lesereichweite über der Frequenz. Da die Darstellung der Transmitted Power einen qualitativ invertierten Kurvenverlauf zum simulierten Broadband Gain liefert, kann zur besseren Vergleichbarkeit auch die Darstellungsform des Theoretical Read Range Forward (vgl. Abbildung A.16) herangezogen werden.

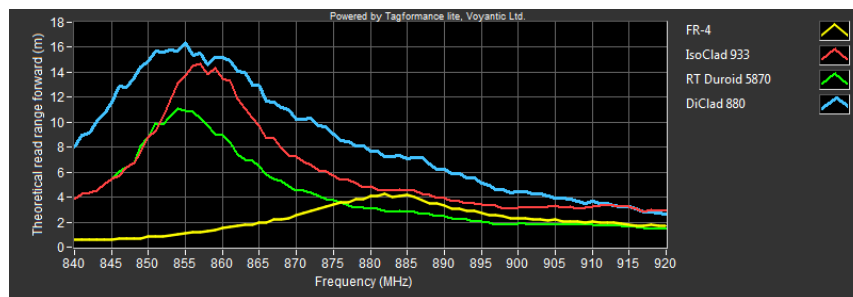


Abbildung A.16: On-Metal-Struktur auf verschiedenen Materialien, Read Range

Die theoretische Lesereichweite kann anhand der bekannten Werte für Sendeleistung, Chipempfindlichkeit und Frequenz anhand der folgenden Formel für jeden Frequenzpunkt f berechnet werden:

$$P_{ERP,dBm} - F_{dB} = S_{Tag,dBm} - G_{Tag,dBi} \quad (A.5)$$

Der Wert F_{dB} steht dabei für den logarithmischen Wert der Freiraumdämpfung. Wird hier Formel A.4 eingesetzt und nach dem Radius r aufgelöst, folgt folgende Berechnungsgrundlage:

$$r_{max} = \frac{\sqrt{10^{\frac{P_{ERP,dBm} - S_{Tag,dBm} + G_{Tag,dBi}}{10}}} \cdot c}{4 \cdot \pi \cdot f} \quad (A.6)$$

Dabei steht der Wert P_{ERP} für die maximal zulässige Sendeleistung des RFID-Systems, S_{Tag} für die Eingangsempfindlichkeit des verwendeten RFID-ICs und G_{Tag} für den Gewinn der Transponderantenne bei der jeweiligen Frequenz. Im Fall einer zulässigen Sendeleistung von $2W_{ERP} = 35,14dBm$, einer typischen Eingangsempfindlichkeit des ICs von $-15dBm$ und einem Antennengewinn von $0dBi$ würde die maximale Lesereichweite bspw. wie folgt resultieren:

$$r_{max} = \frac{\sqrt{10^{\frac{35,14dBm + 15dBm + 0dBi}{10}}} \cdot c}{4 \cdot \pi \cdot 868 \cdot 10^6 Hz} \approx 8,8m \quad (A.7)$$

A.4 Einflüsse durch umgebende Materialien im Nahfeld

Da es sich beim UHF-RFID-Standard nicht wie bei HF-RFID um eine induktive Nahfeldkopplung, sondern eine tatsächliche Funkübertragung durch das elektromagnetische Fernfeld handelt, ist die Beeinflussung der Antenne durch umgebende Materialien nicht vernachlässigbar. Standardtags besitzen Dipolantennen, welche durch ihre geringe Entkopplung zum Untergrund auf stark leitenden oder absorbierenden Oberflächen nicht funktionstüchtig sind. Um für solche Antennentypen eine ausreichende Entkopplung zu erreichen, müssten diese, je nach der gewünschten Applikation und Performance, im Abstand von mehreren Millimetern bis hin zu mehreren Zentimetern über dem Untergrund platziert werden. Dies ist in vielen Anwendungsbereichen nicht umsetzbar. Die beschriebenen, eigens entwickelten, On-Metal-Tags hingegen verfügen aufgrund ihrer Microstrip-Bauweise über eine sehr gute Entkopplung zum Untergrund. Dieser Umstand verhilft den Tags zu einer vom Untergrund nahezu unabhängigen Schreib-Leseperformance.

Im Folgenden wird zunächst der Einfluss des Untergrunds auf den RFID-Tag anhand von Simulationen dargestellt. Dafür wird der simulationstechnisch aufgebaute Tag vergleichsweise im freien Raum und auf einer Kupferplatte der Maße $200x200x2mm$ simuliert. Das Simulationsmodell ist in Abbildung A.17 dargestellt.

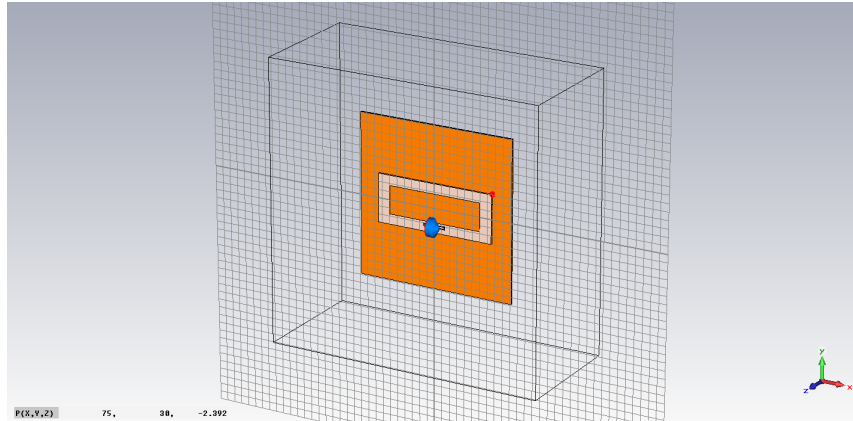


Abbildung A.17: Simulationsmodell des On-Metal-Tag auf einer Kupferplatte

Aus dem Vergleich der S-Parameter (vgl. Abbildung A.18) ist erkennbar, dass der Tag auf der Kupferplatte eine verbesserte Anpassung liefert. Dies ist für On-Metal-Tags auf Microstrip-Basis durchaus typisch, da das Abtrahlverhalten sich verbessert, je idealer die Massefläche ausgeprägt ist. Die Resonanzfrequenz der Antenne ändert sich beim Aufbringen auf die Kupferplatte kaum, was ein Hauptziel der Entwicklung war.

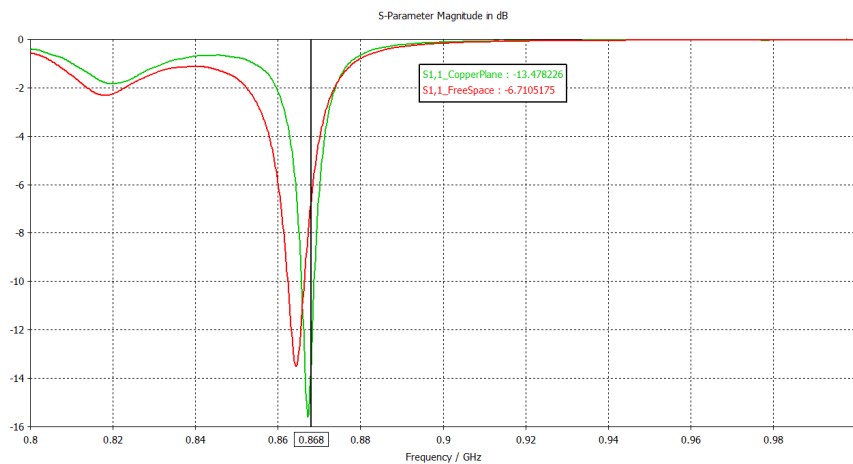


Abbildung A.18: Vergleich der S-Parameter mit und ohne Kupferplatte

Aus dem frequenzabhängigen Verlauf des Antennengewinns (Broadband Gain, vgl. Abbildung A.19) wird ersichtlich, dass die Kupferplatte kaum Auswirkungen auf die Performance hat. Die Kurven sind nahezu identisch, wobei der Spitzenwert mit Kupferplatte aufgrund der leicht verbesserten Anpassung etwas höher ausfällt.

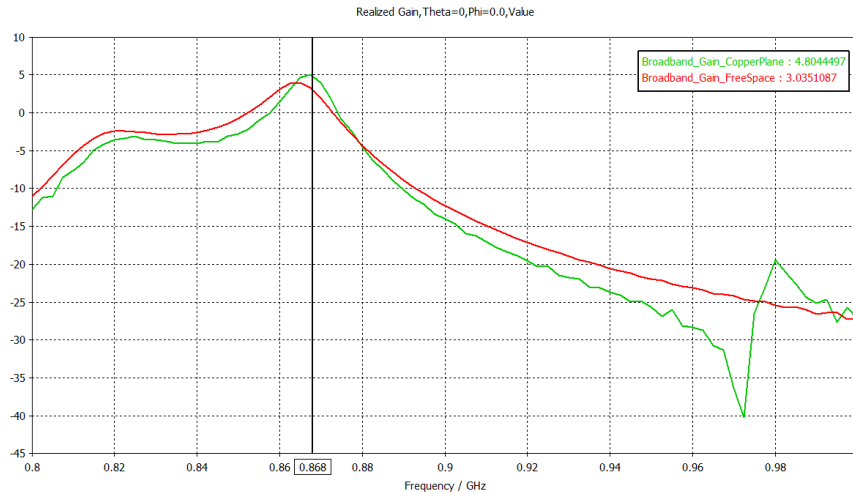


Abbildung A.19: Simulierter Broadband Gain mit und ohne Kupferplatte

Zur messtechnischen Verifikation der Simulationen wird der auf DiClad 880 aufgebaute Transponderprototyp mittels Tagformance vermessen. Als Messbandbreite wird dabei der Bereich zwischen 840 MHz und 920 MHz angegeben. Der Tag wird im Abstand von $0,5\text{ m}$ zum Messsystem, welches vorher auf diesen Wert kalibriert wurde, fixiert. Zunächst befindet sich der Tag im freien Raum, d.h. er wird auf einer Schaumstoffplatte, welche keinen Einfluss auf die Antennenperformance hat, montiert. Anschließend wird der Tag auf eine Kupferplatte der Maße $200 \times 200\text{ mm}$ montiert und die Messung erneut durchgeführt. Die Transmitted Power resultiert dabei über der Frequenz in einem, zum vorher dargestellten Broadband Gain aus der Simulation, qualitativ invertierten Verlauf. In der Darstellung des Theoretical Read Range Forward (vgl. Abbildung A.21) ist, aufgrund des nun wieder invertierten Kurvenverlaufs, die Ähnlichkeit mit der Broadband-Gain-Simulation gut erkennbar. Der Tag weist seine höchste Empfindlichkeit im Nutzband um 860 MHz auf. Die Metallplatte beeinflusst die Antennenperformance kaum, was für eine sehr gute Entkopplung des Tags vom Untergrund spricht (vgl. Abbildung A.20). Grundsätzlich kann bei Microstrip-Strukturen eine vergrößerte, rückwärtige Massefläche sogar zu einer Verbesserung der Abstrahlung in Hauptstrahlrichtung und einer stärkeren Bündelung des Antennenrichtdiagramms führen, da sie die Entkopplung vom Untergrund verbessert.

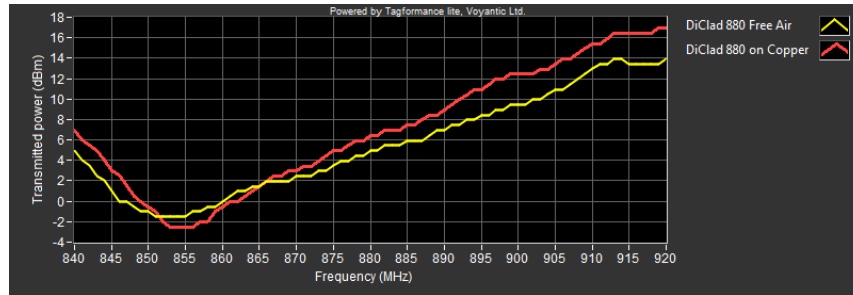


Abbildung A.20: Messung der notwendigen Sendeleistung (Transmitted Power) On/Off-Metal

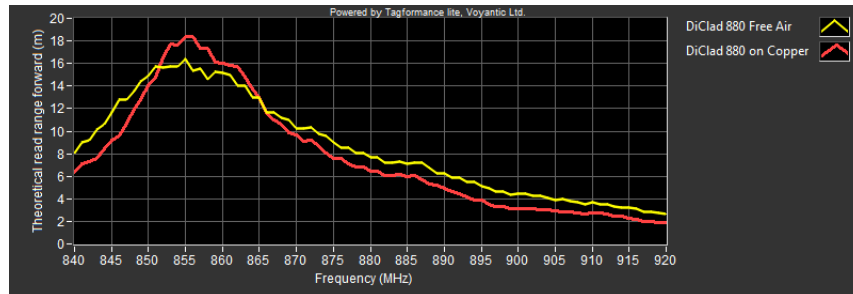


Abbildung A.21: Messung der maximalen, theoretischen Lesereichweite On/Off-Metal

Im Folgenden wird die Beeinflussung der Antennencharakteristik durch nicht leitende Materialien im Nahfeld der Antenne untersucht. Dies erfolgt exemplarisch anhand einer Plexiglasscheibe der Maße $200 \times 200 \times 4,5 \text{ mm}$. Diese wird in die Simulation des On-Metal-Tags mit eingebunden, wobei der Abstand zwischen Tag und Scheibe parameterisiert wird. So kann später das Ergebnis in Abhängigkeit verschiedener Abstände betrachtet werden.

Zunächst wird die Scheibe direkt aufliegend auf dem Tag simuliert. Im S-Parameter-Plot (vgl. Abbildung A.22) wird eine starke Resonanzverschiebung hin zu niedrigeren Frequenzen sichtbar, die zur Funktionsuntüchtigkeit des RFID-Tags im Nutzfrequenzband führt. Der Broadband Gain (vgl. Abbildung A.23) folgt dieser Verschiebung: Der maximale Antennengewinn liegt nunmehr nur noch knapp über 800 MHz und ist somit gegenüber der ursprünglichen Simulation des Tags stark verschoben.

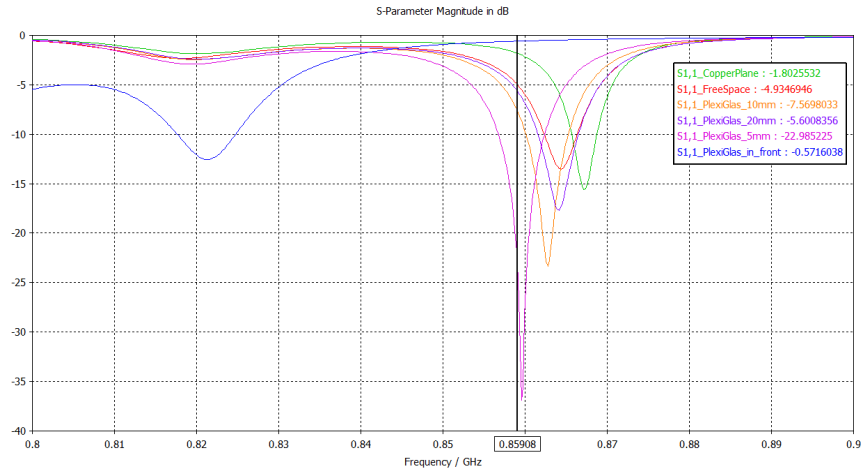


Abbildung A.22: Vergleich der S-Parameter bei Variation des Abstands zur Plexiglasplatte

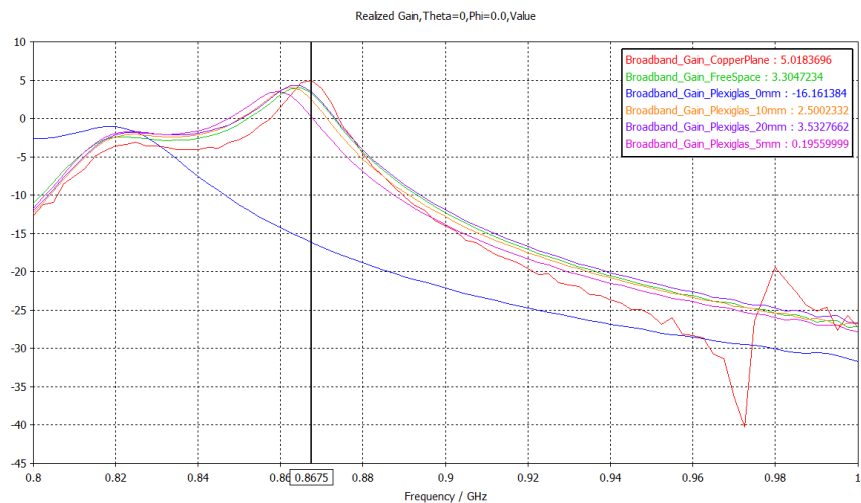


Abbildung A.23: Simulierter Broadband Gain bei Variation des Abstands zur Plexiglasplatte

In beiden Abbildungen ist eine Verschiebung der Resonanzfrequenz bei Variation des Abstands zwischen Tag und Plexiglas erkennbar. Bei Verringerung des Abstands erfolgt diese Verschiebung hin zu niedrigeren Frequenzen. Erst im Abstand von ca. 10mm arbeitet die Antenne ungestört bei der gewünschten Resonanzfrequenz. Dieser Effekt lässt sich durch die Änderung der wirksamen relativen Permittivität ϵ_r

erklären. Dadurch, dass die Microstrip-Struktur nicht mehr ausschließlich von Luft ($\epsilon_r = 1$) umgeben ist, nimmt das wirksame ϵ_r zu. In der Folge verringert sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen. Die Antenne wird elektrisch größer, was die Resonanzfrequenz nach unten verschiebt.

Zur messtechnischen Verifikation der Simulationsergebnisse mittels Tagformance wird eine Plexiglasscheibe mit den angegebenen Abmessungen am Messarm befestigt und der Tag mittels Abstandshaltern verschiedener Dicke auf der Platte befestigt. Aufgrund der zu erwartenden Resonanzverschiebung hin zu niedrigeren Frequenzen wird die Messbandbreite auf $810 - 920\text{ MHz}$ erhöht. Die Abbildungen A.24 und A.25 bestätigen das Ergebnis der Simulation: Für große Abstände (10 mm) wird die Abstrahlcharakteristik des Tags nicht beeinflusst. Für sehr geringe Abstände verschiebt sich die Resonanzfrequenz deutlich hin zu niedrigeren Frequenzen.

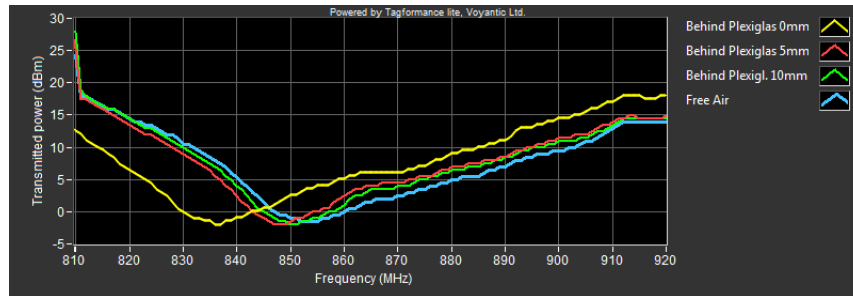


Abbildung A.24: Minimal notwendige Sendeleistung für verschiedene Abstände zur Plexiglasplatte

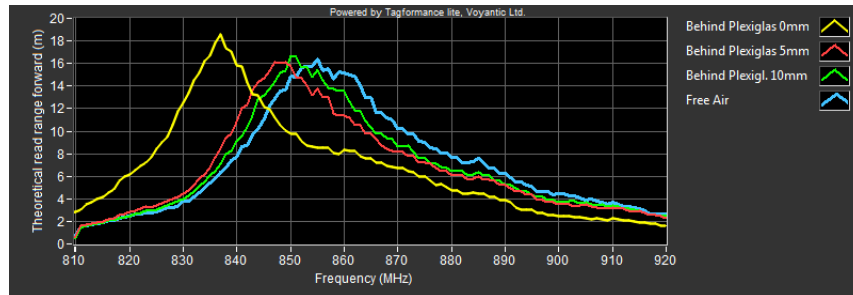


Abbildung A.25: Maximale, theoretische Lesereichweite für verschiedene Abstände zur Plexiglasplatte

A.5 Zwei-Antennen-Lösung für passiven Datenlogger-Transponder

Eine Möglichkeit der Bereitstellung zweier Kommunikationswege für eine kombinierte Lösung aus RFID-Datenlogger und Energy-Harvester stellt die Kopplung zweier Antennen auf einem PCB dar. Dies wird im Folgenden untersucht. Als Basis dafür dient die Antennenstruktur des SL900A-Evaluationsboards, welche aufgrund ihrer kompakten Struktur einfach gespiegelt werden kann und sich somit zur Integration des Konzepts auf einem PCB eignet. Hierbei handelt es sich um einen einfachen, gedruckten Dipol, der mittels Ätztechnik realisiert wurde. Bevor diese Struktur allerdings simulationstechnisch gespiegelt und an die von der des SL900A sich unterscheidenden Eingangsimpedanz eines Energy-Harvesters angepasst werden kann, wird diese zunächst für den SL900A optimiert. Dies ist deshalb nötig, da sich die Resonanzstelle der ursprünglichen Struktur bei einer zu hohen Frequenz befindet und die Antenne somit im Nutzband um 868MHz nur eine eingeschränkte Performance aufweist, was die folgenden Simulationen belegen. Um die Antenne mittels Microwave Studio simulieren zu können, muss zunächst die Eingangsimpedanz der Antenne realitätsgetreu modelliert werden. Diese ist im Datenblatt des SL900A mit $31\Omega - j320\Omega$ angegeben. Diese komplexe Portimpedanz wird in der Simulationsumgebung durch einen Port mit der reellen Impedanz 31Ω und eine zum Port in Reihe geschaltete Kapazität mit 573fF realisiert. Der Kapazitätswert entspricht dabei einem kapazitiven Blindanteil der Impedanz von $-j320\Omega$ gemäß folgender Berechnung:

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (\text{A.8})$$

mit

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 868\text{MHz} \cdot 320\Omega} = 573\text{fF} \quad (\text{A.9})$$

Zur Kompensation der stark kapazitiven Impedanz des Chips befindet sich auf dem Development Kit eine Spule der Größe $L = 39\text{nH}$. Diese wird im Simulationsmodell ebenfalls über ein Lumped Element modelliert. Abbildung A.26 stellt das Simulationsmodell, Abbildung A.27 die simulierten S-Parameter und Abbildung A.28 den zugehörigen Antennengewinn dar.

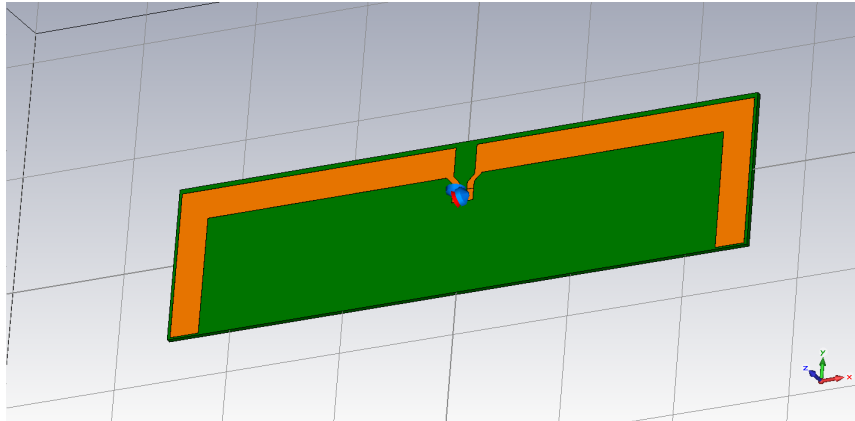


Abbildung A.26: Simulationsmodell der Antennenstruktur aus dem IDS-Development-Kit

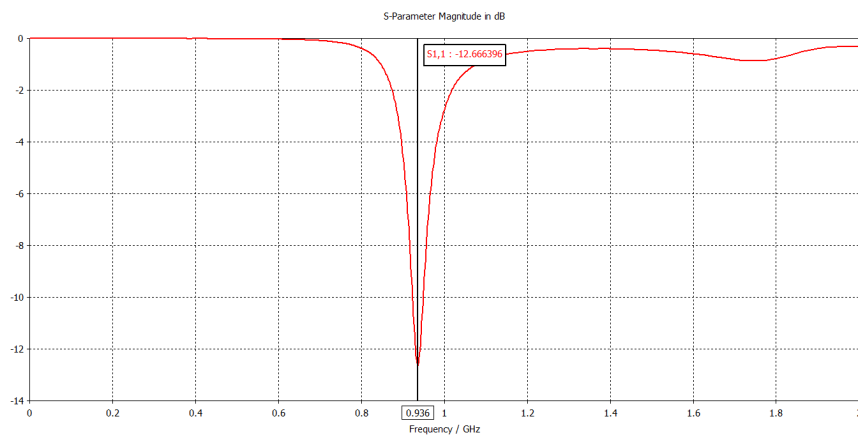


Abbildung A.27: S_{11} der simulierten Antennenstruktur

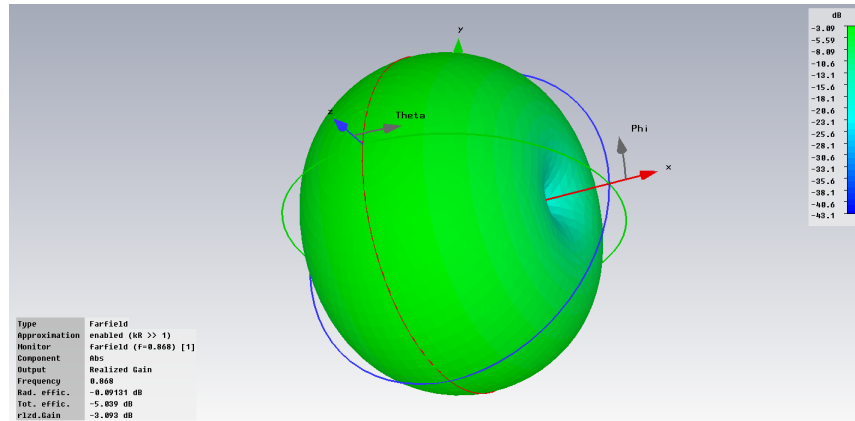
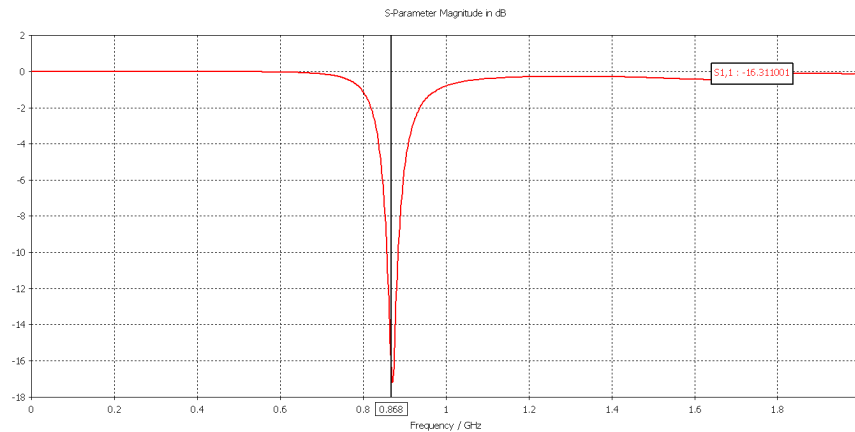


Abbildung A.28: Fernfeld-Plot der simulierten Antennenstruktur

Die Simulation der so modellierten Antennenstruktur zeigt eine ausgeprägte Resonanzstelle bei 936MHz . Diese liegt für beide RFID-Nutzbänder etwas zu hoch. Der Antennengewinn im Nutzband bei 868MHz beträgt lediglich etwa -3dBi . Durch Anpassung der in Reihe zum Chip geschalteten Kompensationsinduktivität $L = 39\text{nH}$ auf den Wert $L = 47\text{nH}$ wird die Resonanzstelle auf 868MHz optimiert (vgl. Abbildung A.29). Nachfolgend ergibt sich bei 868MHz ein Antennengewinn von $1,75\text{dBi}$ (vgl. Abbildung A.30).

Abbildung A.29: S_{11} der simulierten Antennenstruktur nach Optimierung der Induktivität

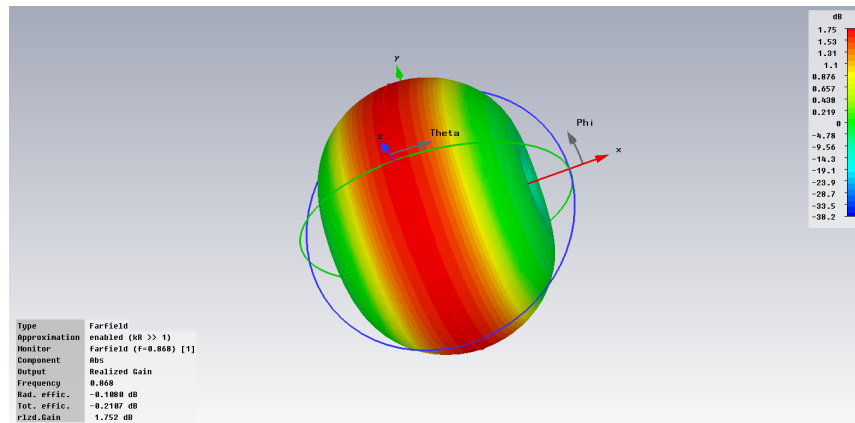


Abbildung A.30: Fernfeld-Plot der simulierten Antennenstruktur nach Optimierung der Induktivität

Der Broadband Gain (vgl. Abbildung A.31) resultiert in einer deutlichen Verbesserung des Antennengewinns innerhalb des Nutzfrequenzbands.

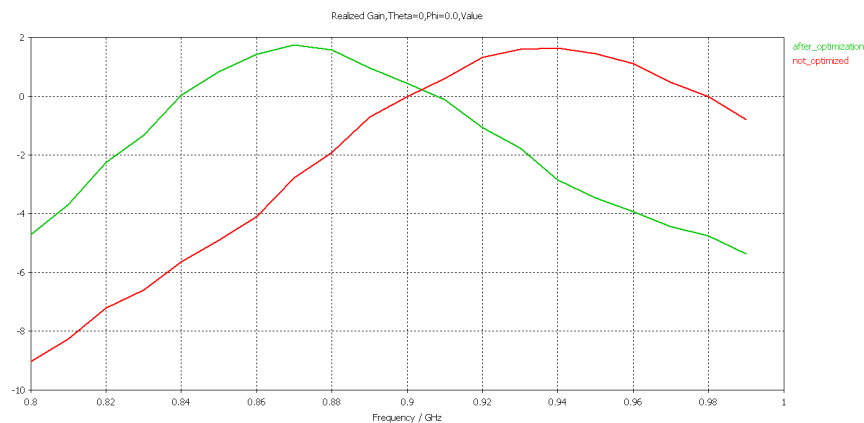


Abbildung A.31: Simulierter Broadband Gain vor und nach Optimierung der Induktivität

Zur Kombination zweier baugleicher, nunmehr optimierter Antennen auf einem PCB wird die ursprüngliche Struktur gespiegelt. Das PCB enthält somit zwei baugleiche Antennen: eine zur Energiegewinnung durch den P2110 und eine für die RFID-Übertragung des SL900A. Nähert man zwei Antennen auf einem PCB einander an, so ist eine deutliche Beeinflussung der Antennencharakteristik zu erkennen. Dadurch werden sowohl die Resonanzstellen der Antennen als auch ihre Anpassung verändert. Um für beide Antennen in dieser Umgebung die gewünschte Performance zu

erhalten, müssen die Antennen über ein externes Anpassnetzwerk erneut angepasst werden. Dieses Netzwerk kann über die Simulationsumgebung bestimmt werden. Dafür wird zunächst das Board mit den zwei Antennen mittels Microwave Studio simuliert. Am Simulationsergebnis lässt sich deutlich die Verstimmung der Antennen erkennen. Der vorher für die Einzelantenne auf $1,75\text{dBi}$ optimierte Antennengewinn liegt nun nur noch bei $-2,9\text{dBi}$ für die obere Antenne (Port 1), welche den RFID-Sensorchip versorgen soll, und bei $-1,1\text{dBi}$ für die untere Antenne (Port 2), welche für die Speisung des Powerharvesters[®] vorgesehen ist. Bei Betrachtung des Smith-Diagramms für die Portanpassung beider Antennen fällt auf, dass diese sich bei 868MHz nun wesentlich verschlechtert hat. Die Portimpedanz an Port 1 hat sich nun auf $265\Omega - j80\Omega$ verändert, an Port 2 beträgt die Impedanz nunmehr $327\Omega - j42\Omega$. Somit wird im nächsten Schritt ein externes Anpassnetzwerk bestimmt. Dies geschieht mit Hilfe des Smith-Chart-Tools innerhalb ADS. Dieses ermöglicht die Angabe der Quell- und Lastimpedanz und eine nachfolgende Berechnung des zu verwendenden Anpassnetzwerks. Abbildung A.32 zeigt einen Screenshot des Smith-Chart-Tools für die Anpassung des Port 1.

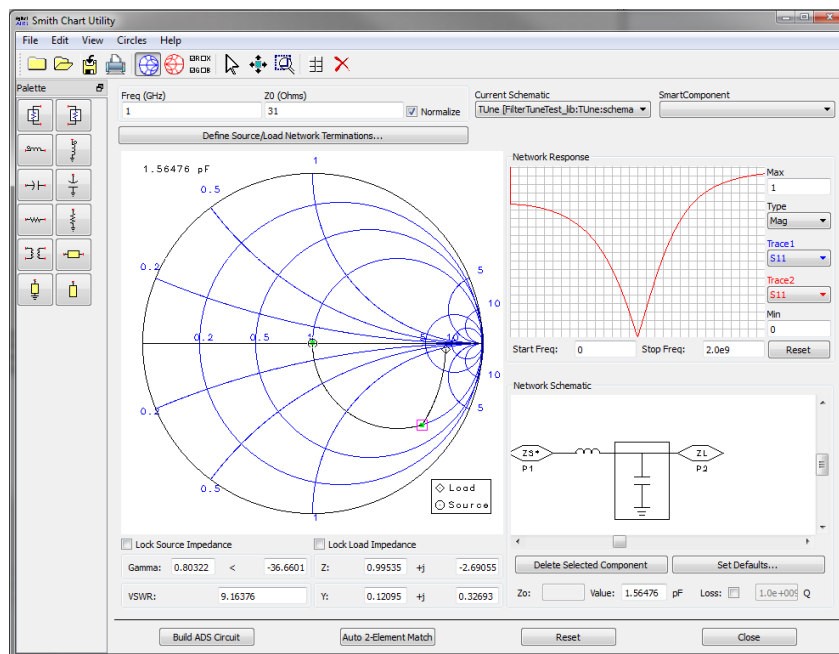


Abbildung A.32: Smith Chart Tool: Anpassung der verstimmten Antenne

Für die Anpassung der zweiten Antenne wird simultan vorgegangen. Das Smith-Chart-Tool errechnet die nötige Anpassschaltung über ein LC-Glied und die dazugehörigen Werte. Diese werden nachfolgend in CST Design Studio, welches wie Mi-

crowave Studio Bestandteil des Softwarepakets CST Studio Suite ist, implementiert. Abbildung A.33 stellt das vollständige Anpassnetzwerk für beide Antennenports dar.

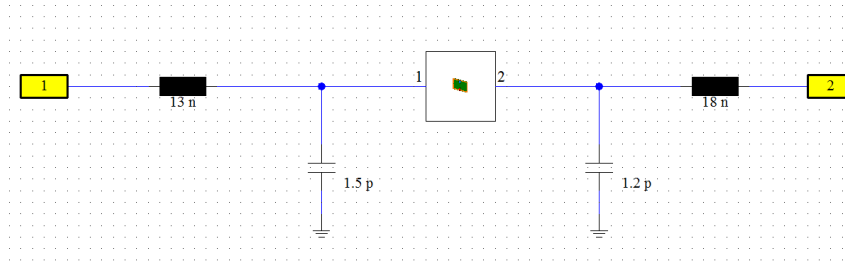


Abbildung A.33: Anpassnetzwerk für Zwei-Antennen-Konzept

Nach erfolgter Berechnung und Integration des Anpassnetzwerks resultiert der simulierte Antennengewinn für das Zwei-Antennen-Konzept zu etwa $0,5dBi$ für Port 1 bzw. $0,3dBi$ für Port 2 (vgl. Abbildungen A.34 und A.35).

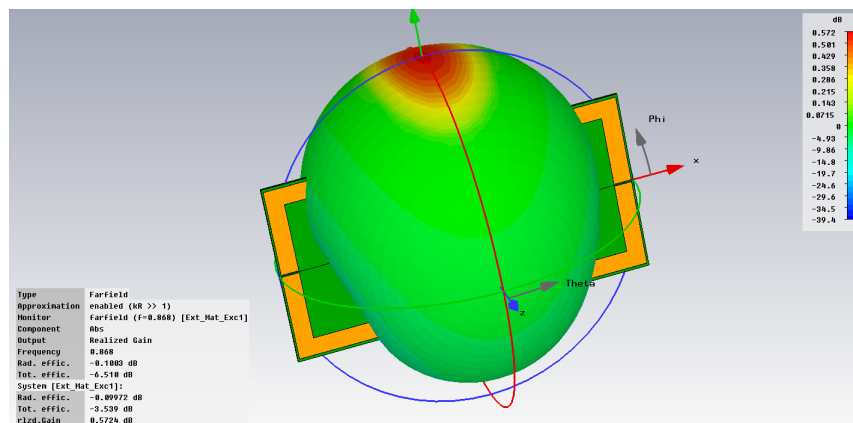


Abbildung A.34: Antennengewinn für Port 1 (Zwei-Antennen-Konzept)

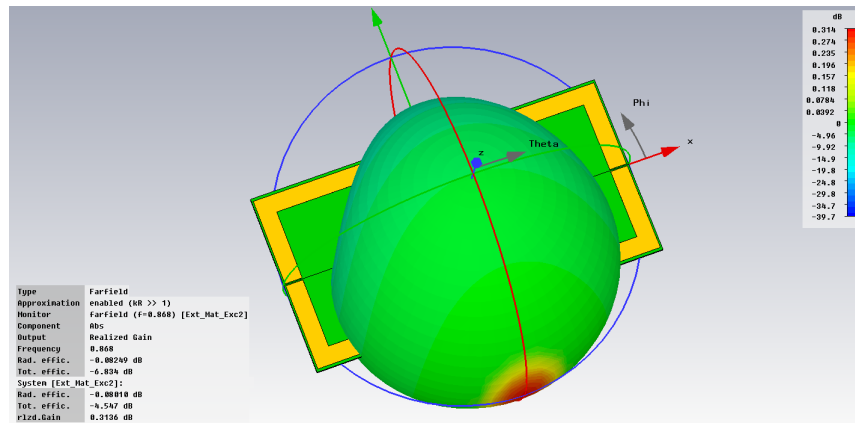


Abbildung A.35: Antennengewinn für Port 2 (Zwei-Antennen-Konzept)

A.6 Übersicht der Technologien wiederaufladbarer Batterien

Die folgende Darstellung verschiedener Batterietechnologien ist dem Buch *Power Management in Mobile Devices* von Findlay Shearer [She08] entnommen.

Blei-Säure-Batterien (Sealed Lead Air)

Dieser Batterietyp liefert vergleichsweise hohe Kapazitäten. Er ist aufgrund des hohen Gewichts und der großen Abmessungen sowie dem notwendigen Wartungsaufwand mittlerweile fast vollständig vom Markt mobiler Endgeräte verschwunden.

Nickel Cadmium (Ni-Cd)

Diese Technologie verschaffte dem Markt um wiederaufladbare Batterien seinen Durchbruch. Nickel Cadmium (Ni-Cd)-Batterien zeichnen sich durch ihre hohe Kapazität bei gleichzeitig hoher Robustheit aus. Aufgrund ihrer Zuverlässigkeit halten sich diese Akkus nach wie vor in vielen Sparten. Einen Nachteil stellt der sogenannte *Memory-Effekt* dar. Dieser bezeichnet die Eigenschaft der Batterie, sich nach unvollständigen Ladezyklen nicht mehr vollständig aufladen zu lassen, was mittelfristig zu Kapazitätsverlusten führt. Des Weiteren enthält dieser Batterietyp toxische Anteile, was ein umweltverträgliches Recycling erschwert.

Nickel Metal Hydride (Ni-mh)

Nickel-Metal-Hydride-Akkumulatoren weisen, verglichen mit Ni-Cd, weniger toxische Anteile auf. Ihre Kapazität ist bei gleichem Gewicht etwas höher als bei Ni-Cd. Der Memory-Effekt lässt sich bei diesem Batterietyp auf ein Minimum reduzieren, allerdings steigt im Vergleich zu Ni-Cd die Selbstentladung deutlich. Dies kann durchaus kritisch sein, insbesondere in Applikationen, bei denen z.B. sehr kurze Aktivzeiten eines Endgeräts auf sehr lange Ausschalt- bzw. Standby-Zeiten folgen.

Lithium Ion (Li-ion)

Lithium-Ion-Zellen lösen das Problem des Memory-Effekts und weisen außerdem eine sehr geringe Selbstentladung auf. Sie basieren auf Lithium als leichtestes Metall mit dem höchsten elektrochemischen Potenzial und ermöglichen die Fertigung sehr leichter Akkuzellen mit geringen Abmessungen und hoher Kapazität. Jedoch ergeben sich bei dieser Technologie Nachteile bezüglich der Sicherheit, da es sich bei Lithium um ein sehr flüchtiges Element handelt, was in Verbindung mit Wasser zu brennen beginnt und somit Explosionen auslösen kann. Um dies zu vermeiden existieren deshalb verschiedene Sicherheitskonzepte. Üblicherweise ist jede Lithium Ion (Li-ion)-Zelle mit entsprechenden Schutzschaltungen gegen zu hohe Ladespannungen und -ströme,

Übertemperatur sowie mögliche Unterspannungen beim Entladen gesichert. Li-ion-Zellen liefern höhere Ausgangsspannungen als Ni-Cd- bzw. Nickel Metal Hydride (Ni-mh)-Zellen, was sie für einige Anwendungen zwar durchaus qualifiziert, insbesondere für sehr stromsparende Applikationen bei geringen Betriebsspannungen aber eher ausschließt.

Lithium-Ion Polymer (Li-poly)

Diese Technologie reduziert das Explosionsrisiko im Vergleich zu Li-ion, da das Elektrolyt hier aus einem Trockenpolymer besteht. Außerdem sind diese Batterietypen leichter formbar als übliche Metallzellen. Lithium-Polymer-Zellen sind allerdings vergleichsweise teuer und eignen sich deshalb derzeit nur beschränkt für den Einsatz in kostengünstigen Transpondern.

THINERGY®Thin-Film Micro-Energy Cell (MEC)

Der Hersteller Infinite Power Solutions beschäftigt sich mit der Entwicklung kompakter Akkuzellen zur Anwendung innerhalb von Energy-Harvesting-Konzepten. Die Produktlinie THINERGY®Micro-Energy Cell (MEC) bietet extrem platzsparende Batterielösungen bei gleichzeitig hoher Kapazität. Diese Lösungen basieren auf einem monolithischen Lithium-Phosphor-Oxinitrid, einer Kathode aus Lithium-Kobalt-Oxid und einer Lithium-Anode. Aufgrund der extrem niedrigen Elektronenleitfähigkeit des Elektrolyts bieten diese Zellen eine sehr niedrige Selbstentladung [Sol11]. Durch den geringen Zellen-Innenwiderstand eignen sich diese Akkumulatoren auch für geringe Ladeströme, es bleibt allerdings zu beachten, dass die prinzipbedingte, hohe Zellenspannung von 4,1V durch die meisten Energy-Harvesting-Schaltkreise nicht bereitgestellt werden kann. Die maximale Anzahl der Lade- und Entladezyklen gibt der Hersteller mit 10.000 – 100.000 an. Dies ist zwar, verglichen mit herkömmlichen Li-ion-Zellen, ein außerordentlich hoher Wert, es gilt allerdings zu bedenken, dass gerade bei spontanen Ladevorgängen im Fall des Energy Harvesting die maximale Anzahl an Zyklen wesentlich schneller erreicht wird, als dies bei einem klassischen Ladevorgang der Fall ist. Alle MECs erfordern eine Ladeschaltung zur Spannungswandlung, -stabilisierung und Schutz der Zellen. Der Hersteller gibt hier als Referenz den Energy-Harvesting Charger and Protector MAX17710 von Maxim Integrated Products [Pro11] an.

Literaturverzeichnis

- [AG10a] IDS Microchip AG: *Development Kit for EPC Gen2 RFID Systems with R902DRM + SL900A, Data Sheet*, 2010.
- [AG10b] IDS Microchip AG: *SL900A Short Data Sheet*, 2010.
- [AG11] IDS Microchip AG: *cool-LogTM Command Set Revision 1.0*, <http://www.ids-microchip.com>, 2011.
- [Bal89] Constantine A. Balanis: *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, 1989.
- [Bal05] Constantine A. Balanis: *Antenna Theory, Analysis and Design, Third Edition*, Wiley-Interscience, John Wiley and Sons, 2005.
- [Bra12] Alexander Brademann: *Evaluation geeigneter Ultra-Low-Power-Mikroprozessoren und Programmierung eines SPI-Interface für RFID-Sensor-Anwendungen*, Bachelor Thesis, Hochschule für Technik und Wirtschaft des Saarlandes, 2012.
- [CDDJ07] Jari-Pascal Curty, Michel Declercq, Catherine Dehollain und Norbert Joehl: *Design and Optimization of Passive UHF RFID Systems*, Springer Verlag, 2007.
- [CM81] Keith R. Carver und James W. Mink: *Microstrip Antenna Technology*, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-29, No. 1, 1981.
- [Cor] Powercast Corporation: <http://www.powercastco.com>.
- [Cor10a] Powercast Corporation: *P1110 915 MHz RF PowerharvesterTM Receiver Product Datasheet*, 2010.
- [Cor10b] Powercast Corporation: *P2110 915 MHz RF PowerharvesterTM Receiver Product Datasheet*, 2010.
- [Cor11] Rogers Corporation: *Data Sheet: RT Duroid[®] 5870 / 5880 High Frequency Laminates*, Publication 92-101, <http://www.rogerscorp.com>, 2011.

- [Der76] Anders G. Derneryd: *Linearly Polarized Microstrip Antennas*, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1976.
- [dEuIe] Verband der Elektrotechnik und Elektronik und Informationstechnik e.V.: <http://www.vde.com>.
- [Dob08] Daniel M. Dobkin: *The RF in RFID, Passive UHF RFID in Practice*, *Newnes Communications Engineering Series*, 2008.
- [Ele12] Bungard Elektronik: *Datenblatt: Original Bungard fotobeschichtetes Basismaterial FR4*, <http://www.bungard.de>, 2012.
- [Eun04] Madhuri Bharadwaj Eunni: *A Novel Planar Microstrip Antenna Design for UHF RFID*, *Master's Thesis*, *A.M.A College of Engineering, Kancheepuram-Madras University*, 2004.
- [Fan10] D. G. Fang: *Antenna Theory and Microstrip Antennas*, *CRC Press, Taylor Francis Group*, 2010.
- [FB12] Matthias Flieger und Martin Buchholz: *Zwischenbericht zum Forschungsprojekt: Prüf-Prozess Automatisierung in der Pharmaindustrie mittels RFID, Förderkennzeichen KF2788202FR0*, <http://www.zim-bmwi.de>, 2012.
- [fEM05] Arlon Materials for Electronics (MED): *Data Sheet: IsoClad[®], PTFE/Nonwoven Fiberglass Laminates*, *Rev. A*, <http://www.arlon-med.com>, 2005.
- [fEM07] Arlon Materials for Electronics (MED): *Data Sheet: DiClad Series[®], PTFE/Woven Fiberglass Laminates*, *Rev. c*, <http://www.arlon-med.com>, 2007.
- [fEM12] Arlon Materials for Electronics (MED): *Data Sheet: MultiCladTM HF, Halogen-Free Low-Loss Laminate and Prepreg System*, *Rev. 1.1*, <http://www.arlon-med.com>, 2012.
- [FGB⁺08] Qiuyun Fu, Nicolas Gay, Christian Bansleben, Ralf Hildebrandt und Wolf-Joachim Fischer: *A 900 MHz / 2.45 GHz RF Frontend For Passive RFID Transponders*, *Fraunhofer Institut für Photonische Mikrosysteme, Dresden*, 2008.
- [fIC98] Institute for Interconnecting und Packaging Electronic Circuits: *Generic Standard on Printed Board Design, IPC-2221*, *Institute for Interconnecting and Packaging Electronic Circuits*, 1998.

- [fIC03] Institute for Interconnecting und Packaging Electronic Circuits: *Design Guide for the Packaging of High Speed Electronic Circuits, IPC-2251*, Institute for Interconnecting and Packaging Electronic Circuits, 2003.
- [fli12] Matthias Flieger: *Dual-Feed On-Metal Antenna Design for High-Performance, Radio-Powered UHF RFID Sensors*, Smart SysTech 2012 (ITG-FB 235), European Conference on Smart Objects, Systems and Technologies, June 12 to June 13, 2012 in Munich, Germany, ISBN 978-3-8007-3441-2, 2012.
- [fPMa] Fraunhofer Institut für Photonische Mikrosysteme: *RFID Sensor Plattform / RFID-Transponder-Plattform*, Infobroschüre, <http://www.rfid-sensor-plattform.de>.
- [fPMb] Fraunhofer Institut für Photonische Mikrosysteme: *UHF / Microwave RFID Transponder ASIC IPMS_MWST1*, Data Sheet, <http://www.ipms.fraunhofer.de>.
- [fSIEC] International Organization for Standardization; International Electrotechnical Commission: *ISO/IEC 18006-C: Information technology automatic identification and data capture techniques - Radio frequency identification for item management air interface - Part 6: Parameters for air interface communications at 860-960 MHz*, <http://www.iso.org>.
- [FVB11] Matthias Flieger, Cristina Diaz Valladares und Martin Buchholz: *Forschungsbericht BMBF-Projekt IngenieurNachwuchs 2008 zum Thema Entwicklung neuartiger, innovativer RFID-Systeme hoher Reichweite und Datenraten für den Einsatz auf problembehafteten Oberflächen, AIF Abschlussbericht*, 2011.
- [GBBI01] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl und A. Ittipiboon: *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Boston/London, 2001.
- [GFH⁺08a] Nicolas Gay, Qiuyun Fu, Ralf Hildebrandt, Christian Bansleben, Michael Heiss und Wolf-Joachim Fischer: *A Reconfigurable Very Low-Power Sensor Interface for Microwave RFID Transponders*, Fraunhofer Institut für Photonische Mikrosysteme, Dresden, 2008.
- [GFH⁺08b] Nicolas Gay, Qiuyun Fu, Ralf Hildebrandt, Christian Bansleben, Michael Heiss und Wolf-Joachim Fischer: *An Ultra-Low-Power Sensor Interface Built Around a Reconfigurable Incremental Sigma-Delta Modulator for Sensor Networks Employing Electromagnetic Backscatter*, Fraunhofer Institut für Photonische Mikrosysteme, Dresden, 2008.

- [GFH⁺08c] Nicolas Gay, Qiuyun Fu, Ralf Hildebrandt, Christian Bansleben, Michael Heiss und Wolf-Joachim Fischer: *An Ultra-Low-Power Sensor Interface for RFID-Based Sensor Networks*, Fraunhofer Institut für Photonische Mikrosysteme, Dresden, 2008.
- [Glo07] EPC Global: *Tag Classification Definitions*, <http://www.epcglobalinc.org>, 2007.
- [Glo08] EPC Global: *EPC Radio-Frequency Identity Protocols Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860 MHz - 960 MHz Version 1.2.0*, <http://www.epcglobalinc.org>, 2008.
- [Ham75] Erik O. Hammerstad: *Equations for Microstrip Circuit Design*, IEEE/Microwave Conference, 1975. 5th European, 1975.
- [Inc] The Mathworks Inc.: *MATLAB[®]*, <http://www.mathworks.com>.
- [Inc09] Skyworks Solutions Inc.: *APPLICATION NOTE: Matching Differential Port Devices*, <http://www.skyworksinc.com>, 2009.
- [Ins] European Telecommunications Standards Institute: *ETSI EN 302 208: Electromagnetic compatibility and radio spectrum matters (ERM) - Radio-frequency identification equipment operating in the band 865 MHz to 868 MHz with power levels up to 2W*, <http://www.etsi.org>.
- [Ins11] Texas Instruments: *MSP430G2x21, MSP430G2x31 Mixed Signal Microcontroller (Rev. I)*, Datenblatt, <http://www.ti.com>, 2011.
- [Ltd08] CAP-XX Ltd.: *Application Note AN1005 revision 2.1, Simple Measurement of Supercapacitor Parameters*, <http://www.cap-xx.com>, 2008.
- [Ltd09] Voyantic Ltd.: *Tagformance lite Measurement System, User Guide*, 2009.
- [Ltd11] CAP-XX Ltd.: *CAP-XX G Series Supercapacitors Product Bulletin*, <http://www.cap-xx.com>, 2011.
- [Ltd12] Cellergy Ltd.: *Super Capacitors To Improve Power Performance, Line Card and Data Sheet*, <http://www.cellergycap.com>, 2012.
- [oEI] Institute of Electrical und Electronics Engineers (IEEE): *IEEE Xplore Digital Library*, <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [Poz83] D. M. Pozar: *Considerations for Millimeter Wave Printed Antennas*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AT-31, No. 5, 1983.

- [Pro11] Maxim Integrated Products: *MAX17710 Energy-Harvesting Charger and Protector, Data Sheet*, <http://www.maxim-ic.com>, 2011.
- [Pro12] Maxim Integrated Products: *Energy Harvesting Systems Power the Powerless, APPLICATION NOTE 5259*, <http://www.maxim-ic.com>, 2012.
- [RC] Forschungsgruppe RI-ComET: *Research Institute for Communication and Information, Expertise and Technology Transfer*, <http://www.ri-comet.de>.
- [RLH81] William F. Richards, Yuen T. Lo und Daniel D. Harrison: *An Improved Theory for Microstrip Antennas and Applications, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-29, No. 1*, 1981.
- [SAII06] D. D. Sandu, O.G. Avadanei, A. Ioachim und D. Ionesi: *Contribution to the cavity model for analysis of microstrip patch antennas, Journal of Optoelectronics and Advanced Materials Vol. 8, No. 1, p. 339-344*, 2006.
- [Sch] Rohde & Schwarz: *R&S®ZVA Vector Network Analyzers*, <http://www2.rohde-schwarz.com/product/zva.html>.
- [Sem] ON Semiconductor®: <http://www.onsemi.com>.
- [Sen83] Dipak L. Sengupta: *The Transmission Line Model for Rectangular Patch Antennas, IEEE, supported by the U.S. Army Research Office*, 1983.
- [She08] Findlay Shearer: *Power Management in Mobile Devices*, Newnes, 2008.
- [Sol11] Infinite Power Solutions: *THINERGY®MEC225, Preliminary Product Data Sheet*, <http://www.infinitepowersolutions.com>, 2011.
- [Sol12] Timothy Bradow; Infinite Power Solutions: *Bluetooth Low Energy Enables Personal Sensor Networks Powered Using Energy Harvesting, ID-TechEx, Energy Harvesting and Storage Europe 2012*, 2012.
- [SRR05] L. Shinaberger, B Rawal und C. Reynolds: *BestCap®: A New Generation of Low Voltage, Low ESR, Pulse, Double Layer Capacitors*, <http://www.avx.com>, 2005.
- [Str12] Frieder Strauß: *Grundkurs Hochfrequenztechnik, Vieweg+Teubner Verlag, Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH*, 2012.
- [SYP⁺08] Alanson P. Sample, Daniel J. Yeager, Pauline S. Powledge, Alexander V. Mamishev und Joshua R. Smith: *Design of an RFID-Based battery-Free Programmable Sensing Platform, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 57, No. 11*, 2008.

- [SYPS07] Alanson P. Sample, Daniel J. Yeager, Pauline S. Powledge und Joshua R. Smith: *Design of a Passively-Powered, Programmable Sensing Platform for UHF RFID Systems*, *RFID, 2007. IEEE International Conference on Digital Object Identifier*, 2007.
- [Teca] Agilent Technologies: *SnP (Touchstone) File Format*, <http://www.agilent.com>.
- [Tech] CST Computer Simulation Technology: *3D EM Field Simulation*, <http://www.cst.com>.
- [Tecu] CST Computer Simulation Technology: *Directivity and Gain Definitions (FAQ 282)*, <http://www.cst.com>.
- [Tec12] Alien Technology: *ALN-9640 Squiggle Inlay, Data Sheet*, <http://www.alientechnology.com>, 2012.
- [Whe77] Harold A. Wheeler: *Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane*, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-25, No. 8, 1977.
- [YFSN07] Tsunayuki Yamamoto, Kazuhiro Fujimori, Minori Sanagi und Shigeji Nogi: *The Design of mw-Class RF-DC Conversion Circuit using the Full-Wave Rectification*, *Proceedings of the 37th European Microwave Conference*, 2007.
- [YPP⁺08] Daniel J. Yeager, Pauline S. Powledge, Richa Prasad, David Wetherall und Joshua R. Smith: *Wirelessly-Charged UHF Tags for Sensor Data Collection*, *2008 IEEE International Conference on RFID, The Venetian, Las Vegas, Nevada, USA*, 2008.
- [YTLR79] D. Solomon Y. T. Lo und W. F. Richards: *Theory and Experiment on Microstrip Antennas*, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-27, No. 2, 1979.
- [Zha02] W. Zhao: *Silizium Oberwellenmischer für den Mikrowellenbereich*, *Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Universität Stuttgart*, 2002.
- [ZW06] Y. P. Zhang und J. J. Wang: *Theory and Analysis of Differentially-Driven Microstrip Antennas*, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 4, 2006.

Abbildungsverzeichnis

1.1	RFID-Nutzfrequenzbänder, unterteilt in induktive und Funktechnologien [Dob08]	12
1.2	Darstellung und Funktionsweise eines UHF-RFID-Systems	13
1.3	Applikationsschaltbild einer rein passiven RFID-Sensor-Lösung	18
2.1	Blockdiagramm der WISP-Plattform, Intel Research Seattle [SYPS07]	23
2.2	Schaltungstechnischer Aufbau der WISP-Plattform, Power-Harvester und Demodulator [SYPS07]	24
2.3	Fotographie der aufgebauten WISP-Plattform [SYP ⁺ 08]	25
2.4	Bockschaltbild des vom IPMS entwickelten RF-Front-Ends	26
2.5	Blockdiagramm des SL900A [AG10b]	27
2.6	Foto des RD1-Evaluationsboards von IDS Microchip [AG10a]	29
3.1	Vereinfachte Darstellung einer Gleichrichterschaltung	31
3.2	Clamp Circuit bei der Diodengleichrichtung	32
3.3	Spannungsverdoppler als Folge der Kopplung von Gleichrichter- und Clamp-Schaltung (Half-Wave)	32
3.4	Ganzwellengleichrichter (Full-Wave) aus Kombination zweier Halbwellengleichrichter	33
3.5	Halbwellengleichrichtung mittels Schottky-Diode, gedrucktes Design für Hochfrequenz-Anwendungen [YFSN07]	34
3.6	Blockschaltbild des P2110 Powerharvesters [®] [Cor10b]	36
3.7	Initiale Aufladung des Kondensators durch RFID-Feldenergie	37
3.8	Entladeprozess bei einer Last von 100Ω	38
3.9	Entladeprozess zwischen 1,8 V und $V_{Cap,min}$ bei $R_L = 22k\Omega$	40
3.10	Aufladung des Kondensators auf bis zu 1,8V bei $22k\Omega$ im Permanentbetrieb	41
4.1	Standard RFID-Tag von Alien Technology [Tec12]	46
4.2	Aufbau einer Patchantenne in Microstrip-Technologie [Eun04]	47
4.3	Simulationsmodell der Antennenstruktur [Eun04]	51
4.4	Simulationsmodell der Antennenstruktur nach Optimierung der Eingangsimpedanz auf 50Ω	53
4.5	Ersatzschaltbild der Anpassung der Antennenstruktur mittels diskreter Bauelemente	55

4.6	E-Feld-Verteilung an Port 1 bei diskreter Anpassung	56
4.7	Antennengewinn an Port 1 und Port 2 nach Optimierung des Simulationsmodells	58
4.8	Diskrete Anpassung: Maximum der E-Feld-Verteilung	59
4.9	Feed-Line-Anpassung: Maximum der E-Feld-Verteilung	59
4.10	Nachbildung des Effekts der Phasenverschiebung zwischen den Ports anhand einer ADS-Simulation	60
4.11	Ergebnisse hinsichtlich des Phasenverlaufs innerhalb der ADS-Simulation	61
4.12	Polarisation der E- und H-Fernfelder als Ergebnis der 3D-Simulation .	62
4.13	Simulationsmodell mit modelliertem Kondensatorgehäuse	63
4.14	Verlauf des E-Felds bei Simulation mit Kondensatorgehäuse	63
4.15	Broadband Gain (frequenzabhängiger Antennengewinn) des Simulationsmodells mit Kondensatorgehäuse	64
4.16	Ersatzschaltbild des Transmission-Line-Modells	66
4.17	Darstellung der zu Grunde liegenden Geometrien zur Berechnung mittels Cavity-Modell	68
4.18	Bestimmung der Impedanz differenzieller Ports mittels Cavity-Modell	80
4.19	Antennenpatch mit zwei differenziellen Ports gemäß Cavity-Modell . .	81
4.20	Impedanztransformation durch Transmission Lines	82
4.21	Impedanzverlauf einer leerlaufenden (links) und einer kurzgeschlossenen Leitung (rechts) in Abhängigkeit ihrer Länge	85
4.22	Verlauf der Reaktanz in Abhängigkeit der Leitungslänge für eine nahezu ideal abgeschlossene Leitung (links), Impedanzverlauf bei Fehlanpassung in Smith-Chart-Darstellung (rechts)	86
4.23	Äquivalente Ersatzschaltung symmetrischer und asymmetrischer Transmission Lines [Inc09]	87
4.24	Elektrisches Ersatzschaltbild einer Patchantenne	88
4.25	Simulierte S-Parameter des Dual-Feed-Konzepts	92
4.26	Vergleich des Impedanzverlaufs für Simulation und Berechnung (Port 1), $Z_0 = 31\Omega$	96
4.27	Vergleich der Anpassung für Simulation und Berechnung (Port 1 = 31Ω)	97
4.28	Vergleich des Impedanzverlaufs für Simulation und Berechnung (Port 2), $Z_0 = 50\Omega$	98
4.29	Vergleich der Anpassung für Simulation und Berechnung (Port 2 = 50Ω)	99
4.30	Directivity in Abhängigkeit des Winkels ϕ , Berechnung und Simulation	100
4.31	Directivity in Abhängigkeit des Winkels θ , Berechnung und Simulation	101
4.32	Antennengewinn in Abhängigkeit des Winkels ϕ , Berechnung und Simulation	102
4.33	Antennengewinn in Abhängigkeit des Winkels θ , Berechnung und Simulation	102

4.34	Ersatzschaltbild zur Berechnung des Stroms durch die Antenne (verlustlos).	103
4.35	Ersatzschaltbild zur Berechnung des Stroms durch die Antenne (verlustbehaftet)	104
5.1	Entladedauer von Supercaps verschiedener Kapazität bei konstantem Entladestrom	107
5.2	Entladedauer eines Supercaps bei verschiedenen Entladeströmen . . .	108
5.3	Ladedauer eines Supercaps bei verschiedenen Ladeströmen	109
5.4	Ladedauer von Supercaps verschiedener Kapazität bei konstantem Lade- destrom	110
5.5	Verlauf der Kondensatorspannung der untersuchten Supercaps bei Selbst- tentladung	112
5.6	Verlauf des Selbstentladestroms der untersuchten Supercaps	113
5.7	Zustandsdiagramm für das aus SL900A und Mikrocontroller zusam- engesetzte System	116
5.8	Zeitliche Abfolge der einzelnen Betriebsmodi von SL900A und MSP430 in qualitativer Darstellung [Bra12]	118
5.9	Durchschnittlicher Stromverbrauch des Gesamtsystems als Funktion der Wartezeit zwischen zwei Logging-Vorgängen	120
5.10	Verlauf der Kondensatorspannung zur Abschätzung der Systemlaufzeit bei verschiedenen Logging-Intervallen	121
5.11	Layout für Transponder-Platine (links) und Tochter-PCB (rechts) . .	123
5.12	Foto des vollständig aufgebauten Prototypen	123
5.13	Minimal notwendige Sendeleistung des Messsystems zur Detektion des Prototyps für verschiedene Kompenstationsinduktivitäten	124
5.14	Gemessene Lesereichweite des Prototyps bei verschiedenen Kompen- stationsinduktivitäten	125
5.15	Einfluss des Supercaps auf die Lesereichweite der Antennenstruktur . .	126
5.16	Vergleichsmessung des Prototypen im freien Raum und auf Metall . .	126
5.17	Frequenzabhängiger Antennengewinn, simuliert und gemessen	127
5.18	Messung der Aufladezeit des Prototypen	128
5.19	Externe Beschaltung des P2110 bei Betrieb des Supercaps am Ausgang	130
5.20	Messung der Systemlaufzeit der alternativen Lösungen (Verlauf der Kondensatorspannung)	133
5.21	Messung der Systemlaufzeit bei Verwendung eines $220mF$ -Supercaps .	134
5.22	Screenshot der Software zur Auswertung der gespeicherten Sensorwer- te (IDS Microchip [AG10a])	135
A.1	Simulationsmodell für den Vergleich verschiedener Substrate	141
A.2	Einfluss der relativen Permittivität auf den Antennengewinn	143

A.3	Einfluss des dielektrischen Verlustfaktors auf den Antennengewinn . . .	144
A.4	Einfluss der Substratdicke auf den Antennengewinn	145
A.5	Strukturzeichnung der Patchantenne nach Madhuri Eunni [Eun04] . .	146
A.6	Messfassung für RFID-Straps	148
A.7	CST-Simulationsmodell der Antennenstruktur	149
A.8	S_{11} der simulierten Antennenstruktur (RT Duroid)	150
A.9	Bandbreite der simulierten Antennenstruktur (RT Duroid)	150
A.10	Fernfeld der simulierten Antennenstruktur (RT Duroid)	151
A.11	Fernfeld der simulierten Antennenstruktur (DiClad 880)	153
A.12	Antennengewinn der Struktur in Abhängigkeit des Substrats	153
A.13	Messaufbau zur Charakterisierung der Tag-Empfindlichkeit mittels Tag- formance	155
A.14	Fotos des Messaufbaus zur Charakterisierung von RFID-Tags mittels Tagformance	155
A.15	On-Metal-Struktur auf verschiedenen Materialien, vermessen mittels Tagformance lite [Ltd09]	157
A.16	On-Metal-Struktur auf verschiedenen Materialien, Read Range	157
A.17	Simulationsmodell des On-Metal-Tag auf einer Kupferplatte	159
A.18	Vergleich der S-Parameter mit und ohne Kupferplatte	159
A.19	Simulierter Broadband Gain mit und ohne Kupferplatte	160
A.20	Messung der notwendigen Sendeleistung (Transmitted Power) On/Off- Metal	161
A.21	Messung der maximalen, theoretischen Lesereichweite On/Off-Metal .	161
A.22	Vergleich der S-Parameter bei Variation des Abstands zur Plexiglasplatte	162
A.23	Simulierter Broadband Gain bei Variation des Abstands zur Plexiglas- platte	162
A.24	Minimal notwendige Sendeleistung für verschiedene Abstände zur Ple- xiglasplatte	163
A.25	Maximale, theoretische Lesereichweite für verschiedene Abstände zur Plexiglasplatte	163
A.26	Simulationsmodell der Antennenstruktur aus dem IDS-Development-Kit	165
A.27	S_{11} der simulierten Antennenstruktur	165
A.28	Fernfeld-Plot der simulierten Antennenstruktur	166
A.29	S_{11} der simulierten Antennenstruktur nach Optimierung der Induktivität	166
A.30	Fernfeld-Plot der simulierten Antennenstruktur nach Optimierung der Induktivität	167
A.31	Simulierter Broadband Gain vor und nach Optimierung der Induktivität	167
A.32	Smith Chart Tool: Anpassung der verstimmten Antenne	168
A.33	Anpassnetzwerk für Zwei-Antennen-Konzept	169
A.34	Antennengewinn für Port 1 (Zwei-Antennen-Konzept)	169
A.35	Antennengewinn für Port 2 (Zwei-Antennen-Konzept)	170

Tabellenverzeichnis

3.1	Gemessene Zeitintervalle für die Versorgung des Ausgangs	39
4.1	Vergleich der Simulationsergebnisse nach Verlängerung der Feed-Lines	64
4.2	Parameter für χ_{mn} [CM81]	70
4.3	Parameter der Dual-Feed-Antennenstruktur	93
4.4	Parameter des verwendeten Feed-Line-Anpassnetzwerks	93
4.5	Parameter der einzelnen Feed-Line-Abschnitte	95
5.1	Übersicht der evaluierten Supercap-Typen	110
5.2	Strom- und Energieverbrauch von MSP430 und SL900A laut Datenblatt [Ins11] [AG10b]	119
5.3	Strom- und Energieverbrauch von MSP430 und SL900A bei 3,3V Betriebsspannung (Messung)	119
5.4	Strom- und Energieverbrauch von MSP430 und SL900A bei 1,8V Betriebsspannung (Messung)	119
5.5	Übersicht der Bauteilkosten und Preisstaffelung für das beschriebene System (Nettopreise in Euro)	136
A.1	Untersuchte Substratmaterialien	142
A.2	Parameter der ursprünglichen Antennenstruktur	146
A.3	Angepasste Parameter für RT Duroid 5870	147
A.4	Mittels Tagformance darstellbare Messgrößen und Darstellungsformen	156

Versicherung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe; die aus fremden Quellen direkt oder indirekt übernommenen Gedanken sind als solche kenntlich gemacht.

Bei der Auswahl und Auswertung des Materials sowie bei der Herstellung des Manuskripts habe ich Unterstützungsleistungen von folgenden Personen erhalten:

.....keine.....
.....
.....
.....

Weitere Personen waren an der Abfassung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Die Hilfe eines Promotionsberaters habe ich nicht in Anspruch genommen. Weitere Personen haben von mir keine geldwerten Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im Inland noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer anderen Prüfungsbehörde vorgelegt.

Chemnitz, den 25.01.2013

.....
Ort, Datum

.....
Unterschrift

Thesen

1. Bereits verfügbare Smart-RFID-Lösungen werden typischerweise aktiv mittels einer Batteriespeisung betrieben. Die Evaluation geeigneter Energy-Harvesting-Konzepte vermindert den Wartungsaufwand durch Nutzung wiederaufladbarer Zellen oder Kapazitäten.
2. Die Systemlaufzeit energieautarker Sensor-Datenlogger wird durch effizientes Energiemanagement signifikant gesteigert.
3. Die Herstellung diskret aufgebauter RFID-Datenlogger erfordert eine hochpräzise Fertigung und hochwertige Bauelemente. Durch Verwendung hochintegrierter Schaltkreise wird die Komplexität der Beschaltung drastisch reduziert und dem hohen Kostendruck bei Massenfertigung Rechnung getragen.
4. Klassische RF-Energy-Harvester bestehen aus einer Anordnung mehrerer, schneller Dioden zur Spannungsgleichrichtung. Die Verwendung integrierter Schaltungen aus dem Mobilfunkbereich liefert eine hohe Leistungsausbeute bei gleichzeitig verminderter Integrationskomplexität und ist somit ein Schlüsselfaktor für die Erhöhung der Systemlaufzeit und -effizienz.
5. Wiederaufladbare Batterietechnologien erfordern aufwändige Lade- und Schutzschaltungen. Bei Verwendung von Supercaps als Energiespeicher wird die Schaltungskomplexität reduziert, was sich positiv auf die Fertigungskosten auswirkt.
6. Die Untersuchung des Selbstentladestroms von Supercaps, insbesondere bei Ladespannungen unterhalb der Nennspannung, stellt im Vergleich zur klassischen Leckstrommessung einen optimierten Ansatz zur Bestimmung der Eignung und Leistungsfähigkeit dieser Energiespeicher in Kombination mit Energy-Harvesting-Lösungen dar.
7. Die Charakterisierung von Microstrip-Antennenstrukturen auf geeigneten Substratmaterialien für Hochfrequenzanwendungen bildet die Grundlage einer kostengünstigen Herstellung leistungsfähiger On-Metal-RFID-Transponder.

8. Die Bereitstellung mehrerer funkbasierter Übertragungswege erfordert klassischerweise entweder mehrere Antennen oder eine nachgeschaltete Signal- bzw. Leistungsteilung. Diese kann durch Richtkoppler, Power Splitter oder Zirkulatoren realisiert werden. Dual-Feed-Antennenkonzepte dienen der Vermeidung dieser zusätzlichen Beschaltung bei gleichzeitiger Reduzierung der Leistungsverluste.
9. Rechteckige Antennenstrukturen auf Mikrostreifenbasis liefern aufgrund ihrer symmetrischen Geometrien einen gleichförmigen Impedanzverlauf an beiden nicht strahlenden Patchkanten. Durch Definition geeigneter Speisepositionen können zwei Ports mit unterschiedlichen Zielimpedanzen realisiert werden.
10. Die impedanzabhängige Anpassung zweier Speiseports für verschiedene ICs erfolgt durch Verwendung der Feed-Line-Anpassung wesentlich verlustärmer als durch klassische, diskrete Anpassschaltungen.
11. Der Designprozess von Dual-Feed-Antennenstrukturen kann mittels elektromagnetischer Feldsimulation mit hoher Genauigkeit evaluiert werden. Die Verwendung geeigneter, analytischer Modellierungsansätze innerhalb ihrer jeweiligen Grenzen liefert hinreichend genaue Abschätzungen der Antennenparameter bei gleichzeitiger, erheblicher Reduzierung der Rechenzeit.
12. Die Modellierung mittels Transmission-Line- und Cavity-Modell liefert das Resonanzverhalten sowie die Strahlungseigenschaften der Antennenstruktur. Unter Berücksichtigung prinzipbedingter Verluste wird die Leistungsbilanz der Antenne errechnet und ein schaltungstechnisches Berechnungsmodell in Form eines Antennen-Ersatzschaltbilds erstellt.

Lebenslauf von Matthias Ludwig Flieger

Persönliche Daten

Geburtsdatum: 04.01.1984
Geburtsort: Saarbrücken
Anschrift: Schwarzer Weg 20
66386 St. Ingbert

Schulbildung

1990-1994 Grundschule Bliesmengen-Bolchen, Mandelbachtal
1994-2003 Gymnasium am Schloss, Saarbrücken, Abitur im Juli 2003

Zivildienst

2003-2004 Bübinger Werkstätten für Behinderte, Lebenshilfe Obere Saar e.V.

Studium

2003-2008 Studium der Elektrotechnik an der Hochschule für Technik und Wirtschaft des Saarlandes, Vertiefungsrichtung Nachrichten- und Kommunikationstechnik, Diplom im Juni 2008
2007-2008 Praktikum und Diplomarbeit bei der Alcatel-Lucent Deutschland AG, Stuttgart, im Bereich analoge Hardwareentwicklung für Mobilfunk-Basisstationen

Beruflicher Werdegang

2000-2006 Nebentätigkeit bei der Bergbau-Berufsgenossenschaft, Bezirksverwaltung Saarbrücken, im Bereich IT, EDV und Buchhaltung
2007 Studentischer Mitarbeiter im WiMAX-Forschungsprojekt des Labors für Hochfrequenztechnik an der HTW des Saarlandes
seit 2008 Wissenschaftlicher Mitarbeiter an der HTW des Saarlandes, Forschungsschwerpunkt RFID

Chemnitz, den 25.01.2013